

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ  
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ  
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

**С. А. Найда, Т. М. Желяскова**

# **ФІЗИЧНА АКУСТИКА МЕДИЧНІ ПАСИВНІ АКУСТИЧНІ СИСТЕМИ НОВОГО ПОКОЛІННЯ**

*Затверджено Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського  
як навчальний посібник для студентів,  
які навчаються за спеціальністю 171 «Електроніка»,  
спеціалізацією «Акустичні електронні системи та технології обробки акустичної  
інформації»*

Київ  
КПІ ім. Ігоря Сікорського  
2018

Рецензент: *Порошин С.М.*, д-р техн. наук, проф., завідувач кафедри мультимедійних інформаційних технологій та систем Національного технічного університету «Харківський політехнічний інститут»

Відповідальний редактор *Продеус А.М.*, д-р техн. наук, проф.

*Гриф надано Методичною радою КПІ ім. Ігоря Сікорського (протокол № 4 від 20.12.2018 р.)  
за поданням Вченої ради факультету електроніки (протокол № 12/2018 від 26.11.2018 р.)*

Електронне мережне навчальне видання

*Найда Сергій Анатолійович*, д-р техн. наук, проф.,  
*Желяскова Тетяна Миколаївна*, канд. техн. наук

# ФІЗИЧНА АКУСТИКА

## МЕДИЧНІ ПАСИВНІ АКУСТИЧНІ СИСТЕМИ НОВОГО ПОКОЛІННЯ

Фізична акустика: Медичні пасивні акустичні системи нового покоління [Електронний ресурс]: навч. посіб. для студ. спеціальності 171 «Електроніка», спеціалізації «*Акустичні електронні системи та технології обробки акустичної інформації*» / С. А. Найда, Т.М. Желяскова; КПІ ім. Ігоря Сікорського. – Електронні текстові дані (1 файл: 2,8 Мбайт). – Київ : КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018. – 118 с.

Звук знайшов широке застосування в медицині: прилади для одержання інформації за допомогою звукових коливань - візуалізації внутрішніх органів людини і діагностики на основі отриманого акустичного зображення; ультразвукові терапевтичні і хірургічні прилади. Навчальний посібник призначено для поглибленого вивчення всіх аспектів пов'язаних з акустичними неінвазивними системами, а саме, методів прийому слабких шумових сигналів; методів фокусування ультразвукових пучків п'єзоприймачів; методів контролю внутрішньої температури тіла людини; методик експериментального дослідження пасивних акустичних систем.

Посібник призначений для бакалаврів, магістрів та докторів філософії, які навчаються за спеціальністю 171 «Електроніка», за спеціалізацією «Акустичні електронні системи та технології обробки акустичної інформації», та широкого кола інженерних та наукових працівників, що працюють в галузі акустики.

© С.А. Найда, Т.М. Желяскова, 2018

© КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2018

## ЗМІСТ

<b>ВСТУП</b>	<b>5</b>
<b>РОЗДІЛ 1</b>	<b>7</b>
<b>АКУСТОТЕРМОМЕТРИЯ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ</b>	<b>7</b>
<b>1.1 Розрахункові співвідношення методу акустотермометрії біологічних тканин</b>	<b>8</b>
<b>1.2 Нульовий модуляційний метод вимірювання теплового акустичного випромінювання біологічних об'єктів</b>	<b>16</b>
1.2.1 Аналіз блоків електричної схеми нульового модуляційного методу	17
1.2.2 Модифікована схема методу	24
Висновки	27
<b>1.3. Порівняльний аналіз методів радіо- і акустотермометрії тіла людини</b>	<b>25</b>
1.3.1 Спектри радіочастотного та акустичного випромінювання та порогова точність вимірювання температури	26
1.3.2 Характеристики реалізованих радіотермометрів	28
1.3.3 Стан розробок акустотермометра	29
1.3.4 Проблеми створення акустотермометру для функціональної діагностики людського тіла	33
1.3.5 Фокусувальний акустотермометр	38
1.3.6 Вплив елементів схеми на точність вимірювання температури акустотермометром	39
Висновки	43
<b>1.4 П'єзоприймачі теплового акустичного випромінювання для зондування внутрішньої температури об'єктів</b>	<b>41</b>
1.4.1 Теоретичне обґрунтування	42
1.4.2 Експериментальні дані	46
Висновки	51
<b>РОЗДІЛ 2</b>	<b>51</b>
<b>ЕЛЕКТРОННІ БЛОКИ МЕДИЧНИХ ПАСИВНИХ АКУСТИЧНИХ СИСТЕМ</b>	<b>51</b>
<b>2.1. Вплив виду детектування шуму на точність вимірювання температури акустотермометром</b>	<b>51</b>
2.1.1 Квадратичний детектор	51
2.1.2 Лінійний детектор (випрямляч)	53
2.2.3 Амплітудний детектор	54
<b>2.2 Узгодження виходу із квадратичного детектора вольтметра ВЗ-32 із входом перетворювача опору температури вольтметра В7-27</b>	<b>56</b>
<b>2.3 Перемножувачі (схеми множення) напруги</b>	<b>57</b>
<b>2.4 Теоретичне обґрунтування фокусуєчого одночастотного динамічного акустотермометра, створення на основі блоків двох серійних вольтметрів його макета</b>	<b>67</b>
2.4.1 Еліптична ввігнута фокусуєча лінза	68

2.4.2 Електричний шумовий еталон фокусованого п'єзоприймача.....	69
2.4.3 Електронний комутатор фокусованого п'єзоприймача і шумового еталона.....	70
2.4.4 Блок-схема макета акустотермометра .....	73
<b>РОЗДІЛ 3 .....</b>	<b>85</b>
<b>ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАСИВНИХ АКУСТИЧНИХ СИСТЕМ</b>	<b>85</b>
<b>3.1 Методика експерименту.....</b>	<b>86</b>
<b>3.2 Порівняння експериментальних та теоретичних значень параметрів акустотермометра.....</b>	<b>92</b>
<b>3.3 АЧХ активної та реактивної складових електричного імпедансу елементів п'єзоперетворювача акустотермометра .....</b>	<b>94</b>
<b>ЗАДАЧІ</b>	<b>98</b>
<b>ВИСНОВКИ</b>	<b>113</b>
<b>ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ...</b>	<b>115</b>

## ВСТУП

Ультразвукові медичні діагностичні сканери (ехоскопи), вузькосмугові УЗ терапевтичні випромінювачі, слухові імпедансометри вже використовуються для діагностики та лікування різних захворювань в терапії та аудіометрії.

Метою навчального посібника є створення методичної основи (розрахункових формул), її експериментальна перевірка, проектування і створення експериментальних зразків нових електро-акустичних приладів для медицини, а саме акустотермометрів внутрішньої температури людського тіла. Про актуальність теми свідчить хоча б те, що спроби створення таких приладів вже робилися раніше іншими авторами, проте через допущені принципові помилки в розумінні як принципу їх роботи, так і ключових вимог до них, до успіху не призвели.

Ультразвукові сканери (ехоскопи, соноскопи) вже затвердилися як одні з ефективних приладів активної медичної діагностики [1,2,3].

В [4] на основі співвідношень, що зв'язують розподіл термодинамічних температур в середовищі з її власним акустичним випромінюванням, був запропонований метод пасивної акустичної теплолокації (інтроскопії) твердих, рідких (зараз в їх якості розглядаються і біологічні об'єкти [1,2]) і газоподібних середовищ, особливо таких, де згасання електромагнітних хвиль значно більше, ніж згасання акустичних коливань. Переваги акустичної термографії біологічних об'єктів для вимірювання глибинної температури у порівнянні з радіотермографією аналізувалися в роботі [5], що послужила початком досліджень у цій області в Інституті радіотехніки та електроніки АН СРСР (а потім РАН). Експериментальному дослідженню можливості зондувати температуру всередині різних об'єктів за допомогою теплового випромінювання, що реєструється п'єзоперетворювачем, присвячено повідомлення [6]. Як зазначають автори роботи [6], експерименти проводилися із застосуванням установки типу наведеної в роботі [7]. В якості п'єзоперетворювача використовували пластину з ніобату літія розміром  $1 \times 1 \text{ см}^2$ , яка мала частоту механічного напівхвильового резонансу  $f_0 = 1,3 \text{ МГц}$ . Виявилось, що ширина шумової доріжки (пульсації показань самописця) становить близько  $5^\circ\text{C}$ , тому точність за думкою авторів, для використаного в експерименті значення постійної часу  $\sim 30 \text{ с}$ , приблизно в 10 разів гірше гранично допустимої, передбаченою теорією [5], (яка, в свою чергу, у  $\sqrt{2\pi} \approx 2,5$  рази занижена). Цю розбіжність автори пов'язують з шумами експериментальної установки. Оцінка чутливості (точності) методу акустотермографії в роботі [8] з урахуванням установки, і подальші дослідження не з'ясували шляхів підвищення точності.

Досягнута точність не задовольняла концепції авторів ретроспективного огляду [9], метою якого стало привернення уваги до нового і надзвичайно злободенного напрямку в ранній медичній діагностиці: пасивному функціональному зображенню людського тіла. Суть його полягає в наступному. Кожен функціональний орган одночасно передає інформацію через безліч каналів, деякі з яких характеризують його швидкі функції (біоелектрична активність нейронів, м'язів і т.д.), або повільні функції (метаболізм, мікроциркуляцію крові). І лише порівняльний підхід до інформації різних каналів може призвести до відкриття загальних закономірностей, притаманних організму як цілому. Приклад зміни температури мозку, отриманої за допомогою радіотермографії з точністю  $0,08^{\circ}\text{C}$ , при прийомі ліків наведено в [11]. З різних методів зображення людського тіла в [9] акустотермометрія займає всього один абзац. Відсутність акустотермометра як розробленого приладу з необхідною для цілей пасивної діагностики точністю визначення глибинної температури послужило стимулом для досліджень.

## РОЗДІЛ 1

### АКУСТОТЕРМОМЕТРІЯ БІОЛОГІЧНИХ ОБ'ЄКТІВ

Акустотермометри відносяться до приладів нового і надзвичайно злободенного напрямку в ранній медичній діагностиці - отримання пасивного функціонального зображення людського тіла за допомогою теплового випромінювання в різних діапазонах частот: інфрачервоному, дециметровому і метровому. При цьому найбільшу просторову розподільну здатність ( $\sim 1$  мм) може забезпечити акустотермометр. Починаючи з середини 80 рр., роботи з їх створення проводилися в ІРТЕ АН СРСР, а потім і РА, що не є профілем цього інституту. В якості приймача теплового акустичного випромінювання поверхні тіла в діапазоні 1-3 МГц використовувались п'єзоелектричні пластинки з розмірами, значно більшими довжини акустичної хвилі в біологічних тканинах. Основна помилка полягала в тому, що напругу на виході п'єзоприймача протягом тривалого часу намагалися отримати на основі теореми Найквіста для теплових шумів в електричному ланцюзі, що має активну компоненту імпедансу. П'єзоперетворювач теж має таку компоненту, проте з нею пов'язані його власні шуми. Такий підхід був повторенням помилки роботи, в якій на підставі вимірювання частотної залежності активної складової електричного імпедансу перетворювача, акустично навантаженого на воду, зроблено висновок, що був вимірюваний спектр теплового шуму води.

## 1.1 Розрахункові співвідношення методу акустотермометрії біологічних тканин

Новим і надзвичайно актуальним напрямком в ранній медичній діагностиці є діагностика по пасивному функціональному зображенню людського тіла, отриманому методами реєстрації фізичних полів людини різної природи [9]. З таких методів найменш розроблений акустотермометричний, який полягає у реєстрації власного теплового акустичного випромінювання тіла. З його допомогою можна вимірювати не тільки поверхневу, а й глибинну температуру, що принципово неможливо засобами радіометрії, інфрачервоної техніки та ін., і на що було звернено увагу ще в [4] і вказані такі області застосування як геофізика, океанологія, техніка. Контроль глибинної температури тіла при фізіотерапевтичному впливі на організм людини і гіпертермічному - на пухлини запропонований в [30]. З метою з'ясування перспективності методу в медицині у порівнянні з радіотермометричним були проведені теоретичні та експериментальні дослідження методу і практичних схем його реалізації при використанні плоских п'єзоелектричних перетворювачів (ПП) для реєстрації акустичного випромінювання [5, 6, 8, 10, 31-33]. Однак, через неадекватний вибір в них моделей ПП і акустичних полів не вдалося пояснити значної кількісної розбіжності теоретичних та експериментальних результатів. У даній роботі на основі обґрунтованих моделей отримані співвідношення, що дозволяють розрахувати оптимальні параметри акустотермометра.

В якості моделей біологічних тканин використовується вода, що має близьке значення акустичного імпедансу. Оскільки фізичною причиною як електромагнітного (радіочастотного), так і акустичного теплових випромінювань будь-якого середовища є хаотичний рух його атомів і молекул, вираз для спектральної щільності акустичного випромінювання безмежного середовища аналогічно виразу закону випромінювання Релея-Джинса, що є частковим випадком закону випромінювання абсолютно чорного тіла Планка при  $hf \ll k_{\sigma}T$ , а саме:

$$\epsilon(f, T) = \frac{dI}{df} = \frac{2\pi \cdot f^2 k_{\sigma} T}{v^2}, \quad (1.1)$$

где  $h=6,62 \cdot 10^{-34}$  Дж/с – постійна Планка;

$k_{\sigma} = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К - постійна Больцмана;

$f, v$  - частота та швидкість акустичних коливань у середовищі;

$T$  - термодинамічна температура середовища.



Врахувавши, що інтенсивність акустичних хвиль  $I = \overline{p^2} / (\rho v) = \overline{p^2} / (z_2)$ , для квадрату акустичного тиску  $\overline{p^2}$  теплових акустичних коливань та у проміжку  $\Delta f \ll f$  безмежного середовища з температурою  $T$  из (1.1) маємо:

$$\overline{p^2} = 4 \cdot \pi f^2 \rho k_{\sigma} T \Delta f / v, \quad (1.2)$$

де  $\rho$  - щільність,

$z_2 = 1,54 \cdot 10^6$  Па·с/м – питомий акустичний імпеданс води.

Нехай датчиком тиску, як і в [5, 6, 8, 10, 31-33], є кругла п'єзoeлектрична пластина з діаметром  $D \gg \lambda$  ( $\lambda$  - довжина хвилі у воді) і з питомим імпедансом  $Z_0$ , навантажена з тильного боку демпфером з питомим імпедансом  $z_1$ , а з переднього - має один або два чвертьхвильові шари з питомими імпедансами  $(z_3/z_2)^2 = z_0/z_2$  або  $(z_3/z_4)^2 = z_0/z_2$  відповідно, причому, електричним навантаженням ПП є індуктивність  $L \approx 1/(\omega_0^2 \cdot C_0)$ ,  $\omega_0$  - частота його механічного резонансу, а  $C_0$  - статична ємність п'єзопластини. Скориставшись уявленням цієї системи у вигляді складного електромеханічного чотириполісника, який описується ланцюговою (А - або Брейзіга) матрицею, для коефіцієнта перетворення тиску  $p$  у плоскій хвилі, що падає нормально до поверхні ПП, за відсутності ПП у напругу  $U$ , отримаємо вираз:

$$K_{\text{по}} \equiv U/p = (z_0/z_2)^{1/2} \cdot (l_0 \cdot e_{33}), \quad (1.3)$$

де  $l_0 = v^D / (2 \cdot f_0)$  - товщина п'єзопластини,

$v^D$  - швидкість звуку при постійній індукції  $D$ ,

$e_{33}$  - електрична постійна.

Для найбільш поширеної п'єзoкeрaміки та води  $(z_0/z_2)^{1/2} \approx 4.5$ . Видно, що шари діють як трансформатори тиску, збільшуючи  $K_{\text{по}}$ . Крім того, вони розширюють смугу пропускання  $\Delta f$  навіть за відсутності демпфера ( $z_1=0$ ), так що у випадку двох шарів  $\Delta f/f_0 \approx 0,6$ . При цьому можна вважати, що  $K_{\text{п}}(f) \approx K_{\text{по}}$  всередині смуги  $\Delta f$  і  $K_{\text{п}}(f) = 0$  - поза цієї смуги.

Врахуємо ту принципову обставину, що поле теплових акустичних коливань є полем некогерентних джерел: має рівноймовірну спрямованість і випадковий характер фаз

у просторі. Найбільш поширеною моделлю такого поля у гідроакустиці є поле, у якому статистично незалежні джерела рівні продуктивності рівномірно розподілені по поверхні сфери в дальньому полі антени (ПП) [34]. В рамках цієї моделі коефіцієнт перетворення тиску теплових коливань [35]:

$$K_{\text{ш}} = \frac{K_{\text{по}}}{\sqrt{K}}, \quad (1.4)$$

де  $K = \frac{4\pi A_0}{\lambda^2} = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2$  - коефіцієнт концентрації антени,

$A_0$  - площа ПП.

Для використаного в [10] ПП с  $D = 20$  мм,  $f_0 = 2$  МГц ( $\lambda = 0,7$  мм):  $K_{\text{ш}} = K_{\text{по}}/90$ , тобто майже на два порядки менше  $K_{\text{по}}$ .

З урахуванням (1.2) та (1.4) вираз для квадрату напруги на електродах ПП, відповідаючого тепловим акустичним коливанням середовища (об'єкту), має вигляд:

$$\overline{U_o^2} = K_{\text{ш}}^2 \overline{p^2} = \frac{Z_2}{A_0} k_6 T_o K_{\text{по}}^2 \Delta f, \quad (1.5)$$

тобто представляє собою "білий" шум. Тут  $\Delta f$  може бути порядку  $f_0$ . На виході ПП воно квадратично сумується з напругою його власних теплових шумів, яке, відповідно до теореми Найквіста, дорівнює:

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} = 4Rk_6 T_{\text{пп}} \Delta f, \quad (1.6)$$

де  $R = \int_{f_{\text{н}}}^{f_{\text{в}}} R(f) \cdot df / \Delta f$  - еквівалентний опір шумів;

$R(f)$  - дійсна частина електричного імпедансу ПП з електричним навантаженням;

$T_{\text{пп}}$  - температура ПП;

$\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ .

Можливо показати, що наслідком комплексної теореми взаємності ПП є співвідношення:

$$K_n(f) \approx 2 \sqrt{\frac{RA_0}{Gz_1 + z_2}}, \quad (1.7)$$

де  $G = 1$ ,  $G = (z_2/z_3)^2 = z_2/z_0$ ,  $G = (z_4/z_3)^2 = z_2/z_0$  для випадків відсутності, наявності одного чи двох шарів відповідно; точна рівність виконується на частоті  $f_0$ . З урахуванням (1.7) відношення шумів середовища та ПП дорівнює:

$$\frac{\overline{U_o^2}}{\overline{U_{п.п}^2}} = \frac{T_o / T_{пп}}{1 + \frac{Gz_1}{z_2}}. \quad (1.8)$$

З (1.8) видно, що при  $T_{cp} \approx T_{пп}$ , відсутність узгоджувачів шарів ( $z_3=z_4=z_2$ ) та  $z_1/z_2 \gg 1$ , що в даному випадку необхідно для отримання широкої смуги пропускання ПП, відношення значно менше одиниці. Тому для використання в акустотермометрі даний випадок не представляє інтересу. При наявності шарів та  $Gz_1/z_2 = z_1/z_0 \ll 1$ :  $\overline{U_o^2} \approx \overline{U_{пп}^2}/2$ .

З співвідношення (1.5) можна визначити температуру однорідного середовища. У разі однорідного середовища з відомою температурою  $T_0$ , в якій на глибині  $z$  є ділянка, нагріта відносно середовища на температуру  $\Delta T$ , температура, що вимірюється дорівнює  $T = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta)$ , та для визначення  $z$  та  $\Delta T$  необхідно двохчастотне зондування на частотах  $f_1$  та  $f_2$ , так щоб  $T_1 = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta_1)$ ,  $T_2 = T_0 + \Delta T \exp(-z/\delta_2)$ , де  $\delta_1$ ,  $\delta_2$  - довжини загасання на цих частотах. Розв'язуючи цю систему рівнянь щодо  $\Delta T$  та  $z$  отримаємо:

$$\Delta T = \left( \frac{(T_1 - T_0)^{\delta_1}}{(T_2 - T_0)^{\delta_2}} \right)^{1/(\delta_2 - \delta_1)},$$

$$z = \ln \left[ \frac{T_1 - T_0}{T_2 - T_0} \right] \frac{\delta_1 \delta_2}{\delta_1 - \delta_2}. \quad (1.9)$$

Розглянемо тепер випадок ПП з фокусуючою лінзою, який в [10] використовувався тільки для демонстрації великої поперечної просторової розподільної здатності, але раніше не розглядалося. Візьмемо в якості радіуса сфери, синфазно випромінюючої у всіх напрямках  $i$ , що знаходиться у фокусі лінзи, радіус просторової кореляції  $\rho = \lambda/2$ . Врахувавши розбіжність сферичної хвилі і її згасання з коефіцієнтом  $\gamma = Af^n$  (для біологічної тканини  $n \approx 1$ ),

в площині ПП отримаємо сферичну хвилю з тиском:

$$\overline{p^2} = \frac{\pi \cdot Z_2}{F^2} k_\delta T_o(F) \int_{f_H}^{f_B} \exp(-AfF) df, \quad (1.10)$$

де  $F$ ,  $T_o(F)$  - фокусна відстань лінзи та температура середовища у фокусі. Вираз для напруги на електродах ПП має вигляд:

$$\overline{U_\phi^2} = K_{\text{по}}^2 \overline{p^2} = \overline{U_o^2} \left\{ \frac{\exp(-Af_H F) - \exp(-Af_B F)}{A \Delta f F} \cdot \frac{\pi D}{2F} \right\}^2, \quad (1.11)$$

де  $\overline{U_o^2}$  визначається з (1.5) з заміною  $T_o$  на  $T_o(F)$ . Якщо  $\gamma_{B,H} \ll 1$ , вираз набуває наступного вигляду:

$$\overline{U_\phi^2} = \overline{U_o^2} \left\{ \frac{\pi D}{2F} \right\}^2. \quad (1.12)$$

Спектр напруги представляє собою "білий" шум. Взявши  $(D/F)_{\text{max}} = 2$ , отримаємо,  $\overline{U_\phi^2} = \overline{U_o^2} \cdot \pi^2$ , тобто інтенсивність обумовлена сфокусованим сигналом, майже в 10 разів більше, ніж несфокусованим. Оскільки інтенсивність власних шумів ПП (1.6) від фокусування не залежить, то співвідношення  $\overline{U_o^2}/\overline{U_{\text{п.п}}^2}$  у стільки ж разів збільшиться. Цей випадок можна реалізувати, якщо для вимірювання поверхневої температури тіла ПП з лінзою розташувати на відстані  $F$  від тіла, а простір між ними у вигляді конуса, що сходиться, заповнити водою, закривши вершину конуса акустично прозорим вікном.

У випадку  $\gamma F \approx 1$  коефіцієнт при  $\overline{U_o^2}$  в (1.11) все ще набагато більше 1, тобто маємо вигоду і при визначенні глибинної температури. Другою важливою перевагою при цьому є те, що для цього достатньо одночастотного зондування.

Що стосується спектра напруги в (1.11), то воно вже не є "білим" шумом. Проте, визначення з нього температури у фокусі  $T_o(F)$  з урахуванням того, що  $\gamma(f) = Af^n$  передбачається відомим, не становить труднощів.

Особливістю акустотермометра біологічних об'єктів є вимога чутливості порядку 1К або  $1/310=0,003(0,3\%)$ . Для вимірювання інтенсивності шумових сигналів з високою чутливістю в радіоастрономії використовуються ланцюги, що складаються з 3-х ланок [36]: смугового фільтра високої частоти (ФВЧ) з коефіцієнтом передачі  $k_1$ ; квадратичного детектора (КД) з нелінійною характеристикою  $y=\beta x^2$  і фільтру нижніх частот (ФНЧ) з функцією передачі  $k_2$ . Вважається, що  $x(t)$  є стаціонарним випадковим процесом з нульовим середнім значенням, тобто  $x(t)=0$ . Тоді коефіцієнт згладжування флуктуацій  $Q$ , рівний відношенню відносної флуктуації  $\sigma_y/y=\sqrt{2}$  на виході детектора до відносної флуктуації  $\sigma_\xi/\xi = \theta/T_o$  (при  $\overline{U_o^2} \gg \overline{U_{пп}^2}$ ) на виході ФНЧ, дорівнює:

$$Q \equiv \frac{\sigma_y/y}{\sigma_\xi/\xi} = \sqrt{\Delta\omega/\Delta\Omega}, \quad (1.13)$$

де  $y = \beta \overline{x^2}$ ,  $\sigma_y^2 = 2\beta^2 \overline{x^2}^2$ ,  $\sigma_y$ ,  $\sigma_\xi$ ,  $\theta$  - середньоквадратичні відхилення величин  $y$ ,  $\xi$ ,  $T_o$  від їх середнього значення. Звідси:

$$\theta = T_o \sqrt{\frac{2\Delta\Omega}{\Delta\omega}}, \quad (1.14)$$

де  $\Delta\omega$  - смуга ФВЧ, центрована біля  $\omega_0$ ,

$\Delta\Omega \ll \Delta\omega$  - смуга ФНЧ.

Це граничне значення чутливості, яке досягається тільки тоді, коли відносна чутливість вихідного приладу не гірше  $\theta/T_o$ . Для цього на вимірювальний прилад можна подати зустрічну постійну напругу -  $\xi_0$  і взяти цей прилад більш чутливим. Однак, стабільність показань приладу порушується повільними відходами посилення (т.зв. "дрейфом нуля"). Від їх впливу позбавляє модуляційний метод вимірювання.

В [8, 10, 31-33] використовувалась механічна модуляція (нагадаємо, для нефокусуємого ПП): періодичне з частотою 10 Гц перемикання випромінювання від об'єкта на випромінювання з води, що знаходиться між ПП і модулятором.

Розглянемо процес модуляції трохи докладніше. При цьому на вхід ФВЧ (ПП + ПВЧ) надходить випадковий процес:

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\text{пп}}(t) + U_o(t) \text{ протягом часу } 0 < t < \pi/\Omega;$$

$$U_{\Sigma}(t) = U_{\text{пп}}(t) + U_b(t) \text{ протягом часу } \pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega.$$

Оскільки  $U_{\text{пп}}(t), U_o(t), U_b(t)$  - незалежні випадкові процеси, вони попарно квадратично сумуються, так, що середньоквадратичну напругу можна представити у вигляді:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} + \overline{U_b^2} + \mu(t) \cdot (\overline{U_o^2} - \overline{U_b^2}), \quad (1.15)$$

де  $\mu(t) = 1$  при  $0 < t < \pi/\Omega$  і  $\mu(t) = 0$  при  $\pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega$ , а змінну з частотою  $\Omega$  частина  $\overline{U_o^2} - \overline{U_b^2} \ll \overline{U_{\text{пп}}^2} + \overline{U_b^2}$ . Необхідно відмітити, що в роботі [8] для середнього квадрату звукового тиску помилково було прийнято вираз  $\overline{p^2} = (z_2/A_0)k_{\delta}(T_o - T_{\text{пп}})df$ , в результаті чого значення відповідної напруги виявились набагато менше істинного, яке визначається виразом (1.5). Малу змінну добавку в (1.15) на фоні великої складової можна виділити за допомогою синхронного детектора (СД), що виконує перемножування ВЧ напруги шумів на напругу від модулятора, і ФНЧ. Беручи до уваги, що  $x(t) = k_1 U(t)$ ,  $y = \beta x^2(t) = \beta k_1^2 U^2(t)$ , знаходимо постійну складову, що вирізається ФНЧ, для нефокусуєчого ПП:

$$\xi = k_2 \frac{A a_1}{2} \beta \cdot k_1^2 \frac{z_2}{A_0} k_{\delta} (T_o - T_b), \quad (1.16)$$

де  $A$  - амплітуда напруги, подаваного на СД від модулятора,

$a_1 = 2/\pi = 0.64$  - коефіцієнт Фур'є розкладу функції  $\mu(t)$ .

Істотно, що величина змінної складової в (1.15) представляє різницю двох величин, які по черзі підсилюються ПВЧ. Тому при нелінійному обмеженні у підсилювачі величини  $[2 \cdot (\overline{U_{\text{пп}}^2} + \overline{U_o^2})]^{1/2}$  значно зменшиться змінна добавка, а разом з нею - у стільки ж разів і чутливість визначення температури. Цим

схема акустотермометра принципово відрізняється від розглянутої в [36], де на вхід ФВЧ надходить процес  $f(t) = f_0(t) + \mu(t)\Delta f(t)$ , де внутрішній шум  $f_0(t)$  і зовнішній шум  $\Delta f \ll f_0(t)$  - незалежні випадкові процеси. У разі порушення лінійності для значень  $f_0(t)$  (в [36] він

не розглядався) для  $\Delta f$  підсилення залишиться лінійним. Через зазначеної вище помилки автора [8] могли не звернути увагу на цю відмінність, яким можна пояснити майже в 10 разів менше експериментально визначене значення чутливості у порівнянні з теоретичним (1.14).

Оскільки для фокусуємого на глибину тіла перетворювача механічну модуляцію здійснити неможливо, можна скористатися нульовим модуляційним методом, при якому вхід ПВЧ з частотою  $\Omega$  перемикається з ПП на шумовий еталон і назад. Якщо еталоном взяти резистор в термостаті з температурою  $T_e$  і підібрати опір резистора таким, щоб на виході ФНЧ був нуль, то з урахуванням малості інтенсивності власних шумів ПП можемо записати рівність:

$$4Rk_{\delta}T_3\Delta f = \frac{\pi z_2}{F^2} k_{\delta}T_o \frac{\exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_b f)\Delta}{AF\Delta f},$$

звідки:

$$T_o = \frac{4R\left(F^2/\pi z_2\right)AF\Delta f}{\exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_b f)}. \quad (1.17)$$

Зміна температури відносно цього значення на  $\Delta T$  призведе до зміни  $\xi$ :

$$\xi = \frac{k_2 \frac{Aa_1}{2} \beta \cdot k_1^2 \frac{\pi \cdot z_2}{F^2} (\exp(-\gamma_n f) - \exp(-\gamma_b f))\Delta T}{AF}. \quad (1.18)$$

За такої модуляції, на відміну від механічної, частоту  $\Omega$ , а разом з нею і  $\Delta\Omega$ , можна взяти значно більшою, а час  $\tau=1/\Delta\Omega$  - значно меншим. Так, у відповідності з (1.14) для отримання  $\theta = 0,5$  К при  $T = 310$  К і  $\Delta\omega = 2 \cdot \pi \cdot 10^6$  с<sup>-1</sup> достатньо  $\tau = 1/\Delta\Omega = 0,12$  с, що майже на два порядки менше, ніж  $\tau = 30$  с в [6, 8, 10, 31-33], що дозволяє вимірювати температуру у реальному масштабі часу.

## 1.2 Нульовий модуляційний метод вимірювання теплового акустичного випромінювання біологічних об'єктів

Чутливість акустотермометра значною мірою може залежати від вибору методу вимірювання випромінювання та схеми його реалізації. Модуляційний метод дозволяє виділяти слабкі шумові сигнали електромагнітного випромінювання в радіоастрономії на тлі власних шумів приймача [36], а нульовий модуляційний - значно підвищити точність вимірювання температури біологічних об'єктів за їх тепловим акустичним випромінюванням [4, 5, 30], яке реєструється за допомогою ПП. Електрична схема методу в останньому випадку не аналізувалася, а точність вимірювання температури виявилася значно меншою, ніж впливає з теорії [36]. Такий аналіз був даний у цьому підрозділі.

Блок-схема акустотермометра з робіт [10, 32] наведена на рис.1.1.

Акустотермометр через блок модулятора 1, заповнений водою, з акустично прозорим вікном 2 вводиться в зіткнення з об'єктом, наприклад, зі шкірою пацієнта. Шумовий акустичний сигнал з тіла пацієнта модулюється обтюратором 3, який обертається електродвигуном, і надходить на п'єзоперетворювач 4.

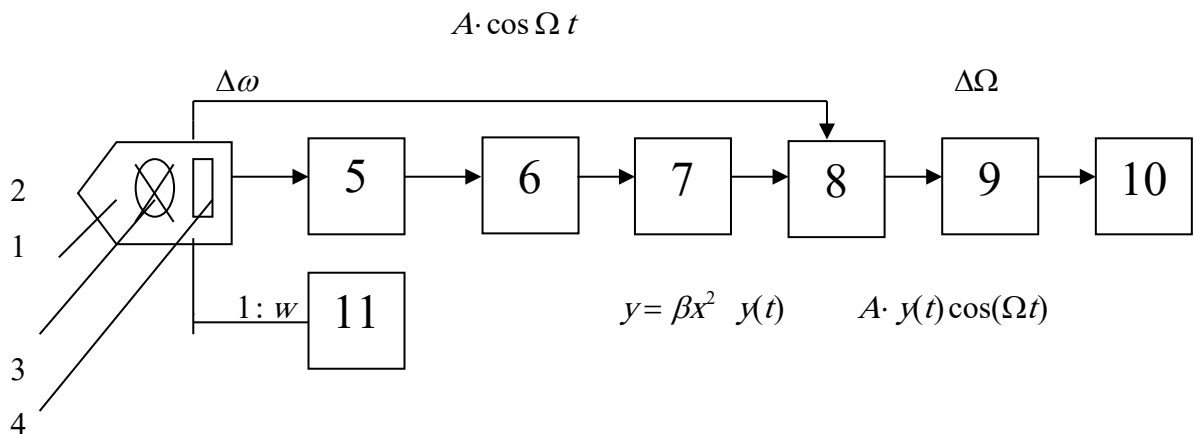


Рисунок 1.1- Блок-схема акустотермометра

Сигнал з його виходу через трансформатор 5 подається на широкопasmовий ВЧ підсилювач 6, детектується КД 7 і подається на СД 8, на який надходить опорна напруга з модулятора 3. Виходу СД сигнал подається для усереднення на ФНЧ 9 і реєструється самописцем 10; температуру модулятора вимірює схема 11.



При відкритому модуляторі на ПП надходить випромінювання від досліджуваного об'єкта, при закритому - випромінювання з води, що заповнює модулятор. Цей сигнал є еталонним. Коли температура тіла і модулятора збігаються, самописець повинен встановитись на нульовий показник. Звідси і назва методу: нульовий модуляційний.

### **1.2.1 Аналіз блоків електричної схеми нульового модуляційного методу**

Розглянемо послідовно кожний блок акустотермометра.

#### *1. П'єзоперетворювач*

Як показано в [25], середній квадрат напруги на електродах ПП, відповідного тепловим акустичним коливанням об'єкта або води в модуляторі, дорівнює:

$$\overline{U_{o,v}^2} = \overline{p^2} \cdot K_{по}^2 = (z_2/A_0) \cdot k_6 \cdot T_{o,v} \cdot K_{по}^2 \cdot \Delta f, \quad (1.19)$$

де  $z_2 = 1,5 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$  – питомий акустичний імпеданс, однаковий для об'єкта та води;

$A_0$  – площа ПП;

$k_6 = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$  - постійна Больцмана;

$T_{o,v}$  – температура тіла або води в К;

$\Delta f$  – ширина смуги частот ПП, в якій  $K_{п}(f) \cong K_{по}$ , а за границями якої  $K_{п}(f) \cong 0$ ;

$K_{по}$  – коефіцієнт перетворення тиск – напруга в плоскій хвилі з фронтом, паралельним площині ПП, на частоті його механічного резонансу (антирезонансу)  $f_0$ .

Електричним навантаженням ПП є індуктивність, яка підключається до його електродів та налаштована на резонанс з ємністю затисненого ПП. Акустично ПП узгоджений з об'єктом (водою) за допомогою двох чвертьхвильових (на частоті  $f_0$ ) шарів з  $z_0 > z_3 > z_4 > z_2$ , де  $z_0, z_3, z_4$  – питомі акустичні імпеданси ПП, першого та другого шарів відповідно. В даному випадку:

$$K_{по} = (z_3/z_4) \cdot l_0/e_{33} = (z_0/z_2)^{1/2} \cdot l_0/e_{33}, \quad (1.20)$$

де  $l_0$  – товщина,

$e_{33}$  – п'єзоелектрична постійна ПП.

З (1.20) видно, що наявність узгоджених шарів збільшує  $K_{\text{по}}$ , причому у випадку ПП, який використовує п'єзокераміку, це збільшення  $\sim 5$ . Крім того, наявність шарів розширює смугу пропускання  $\Delta f$ .

Ефективна напруга  $\overline{U_{\text{о,в}}^2}^{1/2}$  є е.р.с. еквівалентного генератора шумового сигналу, внутрішній імпеданс якого є комплексним, а речова частина у смузі частот  $\Delta f$ :

$$R = R(f_0) = (z_2 / (4 \cdot A_0)) K_{\text{по}}^2, \quad (1.21)$$

і являється, відповідно до теореми Найквіста, джерелом власного теплового електричного шуму ПП [39]:

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} = 4 \cdot R \cdot k_{\text{б}} \cdot T_{\text{пп}} \cdot \Delta f. \quad (1.22)$$

З (1.19), (1.21) та (1.22) випливає:

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} / \overline{U_{\text{о,в}}^2} = T_{\text{пп}} / T_{\text{о,в}}, \quad (1.23)$$

та при  $T_{\text{пп}} = T_{\text{о,в}}$  це відношення дорівнює одиниці. Відмітимо, що у разі фокусуєного ПП відношення може бути набагато менше 1 [25].

Величини  $\overline{U_{\text{о,в}}^2}^{1/2}$  та  $R$  в залежності від матеріалу п'єзоперетворювача і його площі можуть змінюватись в широких діапазонах. Так, для пластини з ніобату літія ( $z_0 = 34 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$ ,  $e_{33} = 1,22 \text{ Кл/м}^2$ ) площею  $(1 \times 1) \text{ см}^2$ , яка має частоту  $f_0 = 1,3 \text{ МГц}$ , і яка узгоджена з водою за допомогою чвертьхвильової пластини хлористого калію ( $z_3 \cong 9 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$ ) у смузі частот  $(0,9 \div 1,8) \text{ МГц}$ ,  $\overline{U_{\text{о,в}}^2}^{1/2} = 83 \text{ мкВ}$ , а  $\text{Re}Z = R = 450 \text{ кОм}$ . Для п'єзокераміки PZT – 8 з близькими, крім,  $e_{33} = 13,2 \text{ Кл/м}^2$ , параметрами  $\overline{U_{\text{о,в}}^2}^{1/2} = 7 \text{ мкВ}$ , а  $R = 3,8 \text{ кОм}$ .

## 2. Узгоджуючий трансформатор

Еквівалентна схема для розрахунку трансформатора представлена на рис.1.2. Вона аналогічна схемі узгодження низькоомного джерела з підсилювачем, яка застосовується в звукотехніці [40], у якій е.р.с. детермінованого сигналу, яка замінена шумовою напругою  $U_{o,b}(t)$ , а внутрішній опір генератора е.р.с. – комплексний. На схемі позначені: БП – безшумний підсилювач;  $U_{yc}$  и  $I_{yc}$  – шумові напруги та струм еквівалентних генераторів власного шуму підсилювача. Приведення внутрішніх джерел шуму до входу підсилювача характеризує шумові властивості незалежно від коефіцієнту його підсилення, дозволяючи порівнювати його шум з вхідним сигналом. Еквівалентний генератор струму  $I_{yc}$  враховує ті власні шуми, рівень яких на виході залежить від повного внутрішнього опору джерела сигналу (в даному випадку  $Z$ ). Еквівалентний генератор  $U_{yc}$  характеризує власні шуми, рівень яких досягається при замкненому за змінним струмом вході підсилюючого елементу. Кількісні значення  $U_{yc}$  и  $I_{yc}$  визначаються по типу підсилюючого елементу: біполярного транзистора (БТ), операційного підсилювача (ОП) або польового транзистора (ПТ). Відношення сумарної (разом з шумом самого підсилювача) інтенсивності шуму до власного теплового шуму джерела сигналу  $F$  – коефіцієнт шуму, для перших двох елементів становиться мінімальним при оптимальному внутрішньому опорі джерела сигналу. В даному випадку:

$$w_{opt} = \sqrt{(U_{yc}/I_{yc})/|Z|} = \sqrt{R_{opt}/|Z|} \cong \sqrt{R_{opt}/R}, \quad (1.24)$$

$$a \ F_{min} = 3.$$

Звернемо увагу на те, що  $R_{opt}$  не є еквівалентним опором шуму підсилювача, який можна використовувати аналогічним до виразу (1.23) чином, як це зроблено в [4], де  $I_{yc}$  взагалі не враховувалось та питання про оптимальне  $W$  не ставився.

Враховуючи значення  $F_{min} = 3$  і те, що сам сигнал (1.19) є шумовим, а також вираз (1.23) при  $T_{шп} = T_{o,b}$ , на вході БП отримуємо:

$$\overline{U_{\Sigma min}^2} = 4 \cdot w^2 \cdot \overline{U_{o,b}^2}. \quad (1.25)$$

З теорії [36] випливає, що точність визначення температури об'єкту з величини  $\overline{U_{\Sigma \min}^2}$  на основі співвідношень (1.19) дорівнює:

$$\frac{\theta}{T_0} = 4 \sqrt{\frac{2}{\Delta\omega \cdot \tau}} = 4 \left( \frac{\theta}{T_0} \right)_{\text{порог}}, \quad (1.26)$$

де  $\Delta\omega$  - ширина смуги кругових частот пропускання ПП;  $\tau = 1/\Delta\Omega$ ,  $\Delta\Omega$  - ширина смуги кругових частот пропускання ФНЧ (у разі RC- фільтру першого порядку  $\tau = RC$ ). Відмітимо, що замість терміну точність в [4, 5, 30] використовується термін чутливість – мінімально виявляема різниця температур, а у виразі для порогової чутливості необгрунтовано замість  $\Delta\omega$  використовується  $\Delta f$ .

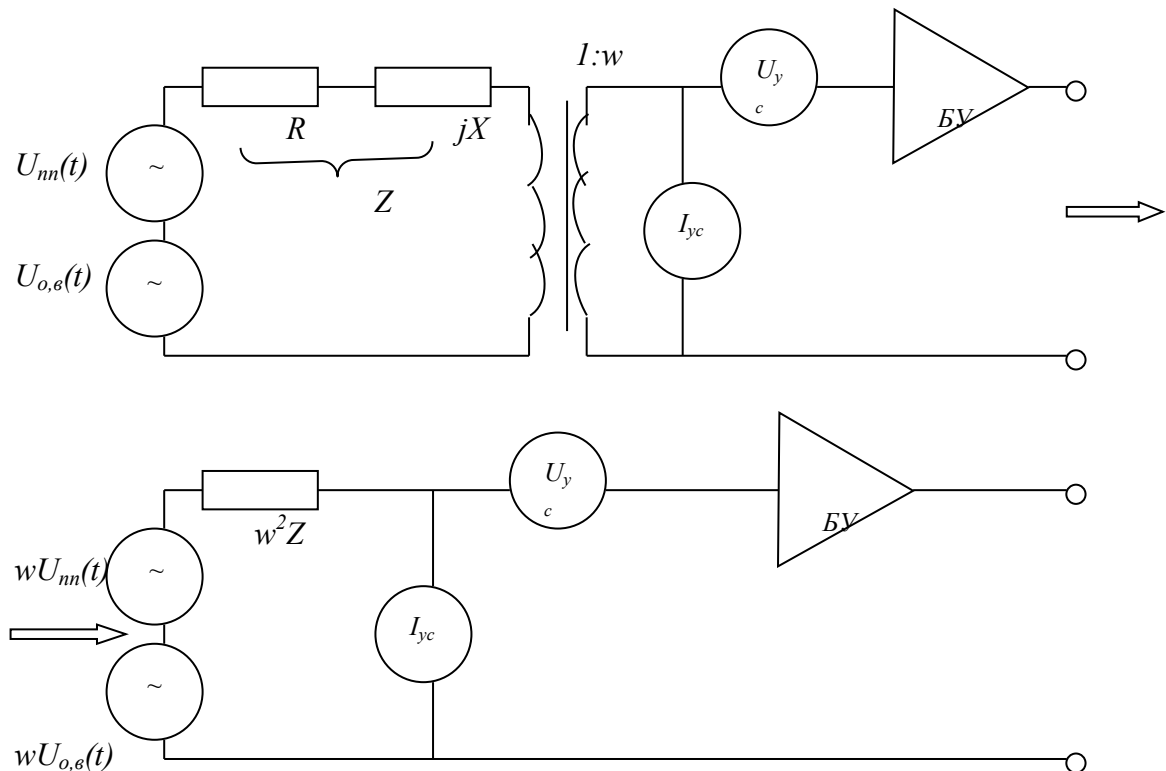


Рисунок 1.2 - Еквівалентна схема для розрахунку трансформатору

Вкажемо на інший варіант шумового узгодження – безтрансформаторний. Він полягає у збільшенні  $R$  ПП до  $R_{\text{опт}}$  за рахунок зменшення  $A_0$  та збільшення  $K_{\text{по}}$  у відповідності

до виразу (1.20), (1.21). В даному випадку  $\overline{U_{\Sigma}^2}$  на вході БП буде дорівнювати значенню (1.25) при  $w = 1$ , а точність визначатись виразом (1.26). З нього видно, що максимальна точність при наявності на вході ПВЧ біполярного транзистору або операційного підсилювача в 4 рази менше, ніж теоретична (обмежена величиною флуктуації приймаемого шумового сигналу – флуктуаційна точність).

Для ПТ  $I_{yc} \cong 0$ , так що в еквівалентній схемі залишається тільки джерело шумової напруги, увімкнений послідовно з джерелом сигналу. Очевидно, що при збільшенні  $w$  чи  $R$  коефіцієнт шуму зменшується до 1. При цьому точність визначення температури прагне до значення  $2 \cdot (\theta/T_0)_{\text{порог}}$ .

Треба відмітити, що ПТ, маючи менший коефіцієнт шуму, має значно менший коефіцієнт підсилення, ніж БТ. З урахуванням обох факторів, у звукотехніці, наприклад, вважається [40], що підсилювачі на ПТ доцільні для роботи з високоомним джерелом сигналу з  $R > 1 \text{ кОм}$ . Їм необхідно віддавати перевагу перед підсилювачами на БТ при  $R_r > 50 \text{ кОм}$ .

Насамкінець цього підрозділу відмітимо наступну обставину: із сказаного та з рис.1.2 видно, що шумові напруги  $U_{\text{шп}}(t)$  і  $U_{\text{о,в}}(t)$  мають різну природу, тому спроба визначення спектру теплових акустичних шумів води по частотній залежності  $\text{Re}(Z)$ , яка вимірюється за допомогою імпедансного мосту в [41], так само як посилення на [41], як на експериментальне підтвердження теоретичного виду спектру, в [4], є помилкою.

### 3. Підсилювач високої частоти

При наявності модуляції з частотою  $\Omega$  середній квадрат напруги шумів на вході БП при оптимальному узгодженні можна представити у вигляді:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \left[ 4 \cdot \overline{U_B^2} + \mu(t) \cdot \left( \overline{U_0^2} - \overline{U_B^2} \right) \right] \cdot w^2, \quad (1.27)$$

де  $\mu(t) = 1$  при  $0 < t < \pi/\Omega$  і  $\mu(t) = 0$  при  $\pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega$ , а  $\overline{U_0^2} - \overline{U_B^2} \ll \overline{U_0^2} \cong \overline{U_B^2}$ . Видно, що мала модульована частина утворена різницею середніх квадратів двох випадкових процесів, діючих по чергові на фоні шумів ПП та ПВЧ. На виході ПВЧ з коефіцієнтом підсилення  $k_1(\omega)$  середній квадрат напруги шумів буде дорівнювати  $\overline{x^2} = k_1^2 \cdot \overline{U_{\Sigma}^2}$ .

Дисперсія цієї напруги, відповідно теорії випадкових процесів,  $\sigma_x^2 = (1/T) \cdot \int_0^T [x(t) - \bar{x}]^2 dt$ ,

а оскільки до квадратичного детектору  $\bar{x} = 0$ , то  $\sigma_x^2 = \overline{x^2}$  чи  $\sigma_x = \overline{x^2}^{1/2}$ . Це значить, що підсилювач повинен бути лінійним аж до амплітуд на виході, рівних:

$$x_m = k_1 \overline{U_{\Sigma}^2}^{1/2} \cdot k_{\Pi} = 2k_1 \cdot w_{\text{опт}} \overline{U_B^2}^{1/2} \cdot k_{\Pi}. \quad (1.28)$$

Порушення лінійності буде призводити до зменшення модульованої частини сигналу, а відповідно і точності вимірювання.

#### 4. Квадратичний детектор

Відмінністю від звичайного детектора, що застосовується для виділення НЧ складової амплітудно модульованого сигналу в радіотехніці, є відсутність ємності, паралельної опору навантаження детектора. Він повинен відповідати таким вимогам: 1) протяжністю квадратичної характеристики до тих же значень амплітуд (1.28), що і ПВЧ, 2) пропускати постійну складову. Задовольняють першу вимогу схеми зведення в квадрат, побудовані у вигляді діодних ланцюжків, які дозволяють отримати квадратичну характеристику в результаті кусково - гладкої апроксимації параболічної кривої, а також ПТ з протяжністю квадратичної характеристики до 12 В. Другий - діодні ланцюжки і ПТ. Однак, для других потрібна компенсація великої постійної складової джерела живлення, притому з похибкою значно меншою модульованої складової сигналу.

#### 5. Синхронний детектор

Він представляє собою перемножувач змінної опорної напруги з частотою  $\Omega$  і амплітудою  $A$  та продетектованої однополярної флюктууючої ВЧ напруги. Збільшуючи у  $A$  разів напругу  $y(t)$  на виході КД, СД збільшує у стільки ж разів і величину модульованої складової, середнє значення якої  $A \cdot \overline{\Delta u}$  пропорційно різниці температур еталону та об'єкту. Треба звернути увагу на важливу, не відмічену в [36], обставину. Оскільки СД пропускає постійну складову, то його схема повинна володіти високою стабільністю балансу. У зв'язку з цим вкажемо на простий спосіб перевірки схеми нульового модуляційного методу, який в [4, 5, 30] не використовувався: подаючи опорну напругу на СД з вимкненим модулятором, вимірявши величину дрейфу нуля.

### 6. Фільтр нижніх частот

Призначений для згладжування НЧ частини флуктуацій продетектованого сигналу до величини, яка забезпечує задану у відповідності до (1.26) точність вимірювання, а також фільтрацію змінної складової з частотою модуляції. На останньому зупинимось докладніше. Скористаємось виразом для середнього у часі значення сигналу після ФНЧ з [36], врахувавши функцію передачі фільтра  $k_2(\omega)$ , опущену в [36]:

$$\begin{aligned}\bar{\xi}(t) &= A \cdot \left[ \bar{y}_0 \cdot \cos(\Omega t) + \left( \bar{\Delta y} / 2 \right) \sum_k a_k \cdot (k\Omega \pm \Omega) \cdot t \right] \cdot k_2(\omega) \cong \\ &\cong A \cdot \left[ \bar{y}_0 \cdot k_2(\Omega) \cos(\Omega t) + a_1 \cdot \bar{\Delta y} / 2 \right]\end{aligned}\quad (1.29)$$

де  $k_2(0) = 1$ ,  $a_1 = 2/\pi$ . Звідси випливає, що для виділення постійної складової  $\xi_0$  необхідно виконати умову:  $a_1 \cdot \bar{\Delta y} / \bar{y}_0 = (1/\pi) \cdot \bar{\Delta y} \gg \bar{y}_0 k_2(\Omega)$  або  $\bar{\Delta y} / \bar{y}_0 \gg \pi \cdot k_2(\Omega)$ .

У разі ФНЧ першого порядку  $k_2(\Omega) = \left[ 1 + (\Omega / \Delta\Omega)^2 \right]^{-1/2} \cong \Delta\Omega / \Omega$ , (де  $\Delta\Omega = 1/\tau$ ,  $\tau = RC$ ).

З урахуванням (1.26) та цього виразу отримаємо:

$$\Omega \gg \pi \cdot \sqrt{\Delta\omega / 2\tau}. \quad (1.30)$$

В [41]  $\Delta f = 0,8$  МГц,  $\tau = 30$  с. Підставивши ці значення в (1.30), отримаємо  $f_m \gg 1,4 \cdot 10^2$  ( $f_m$  - частота модуляції), тоді як використовувалась  $f_m = 10$  Гц. Для ФНЧ другого порядку, отримаємо:

$$\Omega \gg (\sqrt{\pi}/2) \cdot \sqrt[4]{\Delta\omega / 2\tau^3}, \quad (1.31)$$

і для тих самих параметрів  $f_m \gg 1$  Гц.

Цікаво відмітити, що вираз для порогової точності (1.26) від порядку фільтру не залежить, так як коефіцієнт згладжування флуктуацій, який входить до нього  $Q = \sqrt{\Delta\omega / \Delta\Omega} \equiv \sqrt{\Delta\omega \cdot \tau}$  в [36] отриманий для  $|k_1(\omega)|^2$  и  $|k_2(\omega)|^2$  у вигляді прямокутників.

### 7. Самописець

Чутливість самописця за напругою повинна бути менше, ніж напруга  $\xi_0$  за вибраної точності.

### 1.2.2 Модифікована схема методу

Метою використання нульового модуляційного методу в [37] була калібровка ПП за допомогою теплового акустичного випромінювання. В модифікованій схемі вихід ПВЧ з'єднувався не з КД, а з входом аналізатору С-74 зі смугою  $\Delta f = 100$  кГц і перебудованою власноруч частотою у діапазоні  $(1,4 \div 3)$  МГц. Напруга з виходу аналізатора подавалася на СД того ж типу, що і в [4], який містив на виході ФНЧ з постійною часу  $\tau = 3$  с. Відфільтрований сигнал через НЧ підсилювач типу У1-7 подавали на плату АЦП, розміщену в персональному комп'ютері РС-ХТ. Відмінність цієї схеми від представленої на рис.1.1 полягає не тільки в тому, що замість КД в ній є амплітудний детектор аналізатору, але також у характері продетектованого сигналу і умов його перетворення. Оскільки АД приладу має ємність і одночасно з детектуванням виробляє згладжування ВЧ флуктуацій, то на СД подається модульована добавка, яка їм виділяється, в ФНЧ при частоті 10 Гц ( $\Omega = 62,810$ ) в  $\Delta\Omega/\Omega = 1/\tau\Omega = 5 \cdot 10^{-3}$  ослабляється, а в ПНЧ знову підсилюється і перетворюється в АЦП. У результаті мінімальний розкид вимірюємої величини складає  $\sim 14\%$ , що значно більше очікуємого.

Цікаво відмітити, що коли вихід аналізатору підключали безпосередньо ПЧ (омінаючи СД і ФНЧ), то розкид був значно менше. Відмітимо, що в обох випадках вимірювалась одна і та сама величина – модульована частина сумарного шуму на вході ПВЧ у смузі частот  $\Delta f = 100$  кГц, а не  $K_{\Pi}(f)$  у першому випадку і  $\sqrt{\text{Re}Z}$  – у другому, як це стверджують автори.

Від вимоги високої стабільності балансу вільна наступна схема, що пропонується. Напруга з виходу ПВЧ подається на базу германієвого БТ у схемі зі спільним емітером, який володіє квадратичною залежністю струму бази від напруги база – емітер в інтервалі  $(0 \div 0,5)$  В, чи на затвор ПТ, володіючого квадратичною характеристикою стокового струму від напруги затвор – виток в інтервалі  $(-12 \div 0)$  В. При цьому коефіцієнт підсилення ПВЧ у першому випадку і інтервал лінійності вихідної напруги більш ніж на порядок менше, ніж у другому. З опору навантаження у ланцюгу колектору чи стоку, зашунтованого ємністю, через розділовий конденсатор, відсікаючий постійну складову, модульована складова разом з залишившимися шумами подається на ПНЧ. При цьому повинна виконуватись умова:

$$1/f_0 \ll \tau_{\phi 1} \ll 1/f_m. \quad (1.32)$$



Підсилення в ПНЧ модульована складова через розділовий конденсатор подається на СД з другим ФНЧ з  $\tau_{\phi 2} \gg 1/f_m$ . Цей фільтр забезпечує також і потрібну точність вимірювання температури.

СД представляє собою двохпозиційний перемикач, що спрацьовує від опорної напруги у фазі з модульованою складовою. Послідовно з ключем може бути додатковий підсилювач, що потребує балансування. Однак потрібна стабільність балансу між плечима, набагато менше, ніж в схемі на рис.1.1.

### **В и с н о в к и**

На основі вищевикладеного можливо сформулювати наступні вимоги, які пред'являються блокам схеми методу, представленої на рис.1.1:

- оптимальне узгодження шумів перетворювача з шумами ПВЧ на вході;
- лінійність підсилювача до значень напруги на виході, у 3 – 4 рази перевищуючих середньоквадратичне значення сумарної напруги шумів;
- протяжність квадратичної характеристики КД до тих самих значень амплітуд;
- відсутність розділових ємностей і трансформаторів між блоками, які знаходяться після КД;
- високу стабільність балансу СД;
- використання ФНЧ другого порядку при частоті модуляції  $\sim 10$  Гц;
- достатню чутливість самописця.

При їх виконанні точність визначення температури можливо збільшити до значень, визначаємого пороговою для об'єкту флуктуаційною точністю.

### **1.3 Порівняльний аналіз методів радіо- і акустотермометрії тіла людини**

Пасивне функціональне зображення людського тіла у тепловому випромінюванні може бути отримане в різних діапазонах частот [9]. Найбільшу інтенсивність має інфрачервоне випромінювання в інтервалі довжин хвиль 3-14 мкм, де вона доходить до  $10^{-2}$  Вт/см<sup>2</sup>, тобто більше, ніж 100 Вт з усієї поверхні тіла. Це випромінювання несе інформацію про поверхову температуру тіла.

Значно слабше радіотеплове випромінювання, інтенсивність якого на дециметрових хвилях у смузі частот сотні мегагерц порядку  $10^{-12}$  Вт/см<sup>2</sup>. Характерна глибина його проникнення в біологічні тканини – декілька сантиметрів. Інтенсивність акустичного

теплого випромінювання у смузі частот 100 кГц поблизу частоти 1 МГц складає  $10^{-13}$  Вт/см<sup>2</sup>, а глибина проникнення – до 10 см.

Радіояркісна температура є інтегральною характеристикою, яка залежить не тільки від абсолютної температури тіла, але також від розподілення діелектричних постійних тканин, тобто їх емісійні властивості. Тому для отримання інформації про абсолютну температуру тіла і її розподілення за глибиною радіотеплове випромінювання має вимірюватись на декількох довжинах хвиль з різною глибиною поглинання. Довжина радіохвиль в тілі людини у  $\sqrt{\varepsilon} \cong 7$  разів менше, ніж в повітрі, і складає декілька сантиметрів. Довжина акустичної хвилі в мегагерцевому діапазоні частот складає порядку 1 мм, що дозволяє отримати на порядок кращу просторову розділову здатність, ніж з радіотепловим випромінюванням.

### **1.3.1 Спектри радіочастотного та акустичного випромінювання та порогова точність вимірювання температури**

Причиною як радіочастотного, так і акустичного випромінювання з тіла людини є тепловий хаотичний рух його атомів і молекул. Вираз для середнього квадрату напруженості електричного поля електромагнітної хвилі  $\overline{E^2}$  і квадрату акустичного тиску  $\overline{p^2}$  можливо отримати безпосередньо з закону випромінювання безмежного середовища Релея - Джинса, який є частковим випадком закону Планка випромінювання абсолютно чорного тіла при  $hf \ll k_B T$ :

$$\varepsilon(f, T) = dI/df = (2\pi f^2/v^2)k_B T, \quad (1.33)$$

де  $h$  – постійна Планка,  $k_B$  – постійна Больцмана,  $T$  – абсолютна температура,  $\varepsilon$  – спектральна щільність,  $I$  – інтенсивність випромінювання,  $v$  – швидкість відповідних хвиль у середовищі,  $f$  – частота. Після підстановки відповідних виразів для  $I$  в (1.33) отримаємо:

$$\overline{E^2} = (4\pi f^2/c^3)k_B T \Delta f, \quad (1.34)$$

$$\overline{p^2} = (4\pi f^2/v_a) \rho k_B T \Delta f, \quad (1.35)$$

де  $c, v_a$  – швидкості електромагнітних і акустичних хвиль,  $\rho$  – щільність середовища,  $\Delta f \ll f$  – смуга частот, яка вирізається антеною чи підсилювачем високої частоти (ПВЧ) із спектру шуму. Співвідношення (1.34) і (1.35) служать для вимірювання температури. Однак, точність вимірювання  $\theta/T$  на виході квадратичного детектору, як відомо, невисока і для “білого” шуму дорівнює

$$\theta/T = \sigma_y / y = \sqrt{2}, \quad (1.36)$$

де  $y \equiv \overline{E^2}, \overline{p^2}$ , а  $\sigma_y^2$  — дисперсія цих величин.

Згладжування пульсацій відбувається у фільтрі нижніх частот (ФНЧ); звичайно RC-фільтрі з постійною часу  $\tau = RC$ , яка визначає смугу частот  $\Delta\Omega = 1/\tau$ . Після ФНЧ точність вимірювання температури дорівнює:

$$(\theta/T)_{\text{пор.}} = \sqrt{2\Delta\Omega/\Delta\omega} = \sqrt{2/\tau\Delta\omega}. \quad (1.37)$$

Це співвідношення справедливо за умови, що шуми приймального пристрою набагато менше приймаємих шумів, і визначає порогову точність.

Порівняльний аналіз обох методів в залежності від використовуємої частоти в робочому для кожного з них діапазоні проводились в [5]. Для порівняння розглядалась звичайна модель біологічного об’єкту у вигляді однорідного середовища з постійною відомою температурою  $T_0$ , в якій на глибині  $z$  є ділянка, нагріта відносно середовища на температуру  $\Delta T$ . Задачею було визначення нагріву ділянки  $\Delta T$ , її глибини  $z$  і положення краю  $x$ . Величини  $\Delta T$  і  $z$  розраховувались, використовуючи двохспектральне (двохчастотне) зондування з середовищем з частотно-залежним загасанням. В якості положення границі  $x$  нагрітої ділянки використовувалась координата переміщеного по поверхні тіла датчика, де сигнал спадає в два рази. Методи характеризували наступними параметрами:  $\tau$  – мінімальним часом вимірювання,  $L$  – глибиною зондування, тобто максимальною довжиною, на якій можливо реєструвати задану зміну температури  $\Delta T$  в площині біологічного об’єкту ( $\Delta x$ ) і за глибиною ( $\Delta z$ ).

Для визначення  $\Delta T$  і  $z$  використовувались вирази для вимірюваної датчиком на частотах  $f_1$  і  $f_2$  температури  $T_1 = T_0 + \Delta T \cdot e^{-z/\delta_1}$  і  $T_2 = T_0 + \Delta T \cdot e^{-z/\delta_2}$ , де  $\delta_{1,2}$  — довжини загасання хвилі. Оцінювались точності визначення  $z$  і  $x$ , тоді як точність визначення  $\Delta T$  не оцінювалась. З приведених вище виразів видно, що умовою застосування двохспектрального

методу  $\epsilon \Delta T \cdot e^{-z/\delta} > \theta$ , тобто. точність у  $e^{+z/\delta}$  разів гірше, ніж точність вимірювання самої температури  $T_0$ .

Замість терміну точність в [5] використовувався термін чутливість, який позначає мінімальну виявляему різницю температур, взятий з радіоастрономії і відносящийся до абсолютної температури. Для її оцінки використовувались вирази  $\theta_R$  і  $\theta_A$  для радіо- і акустотермографії, аналогічні (1.37), але в які замість  $\Delta\omega$  входить  $\Delta f$ . Помилка у бік завищення  $\theta$ , якщо під  $\tau$  розуміти постійну часу ФНЧ, складатиме  $\sqrt{2\pi} \cong 2,5$  (250 %). З цієї обставини, що смуга пропускання одиничного акустичного датчику на 3 порядки гірше, впливає, що його точність при однаковому  $\tau$  у 30 разів гірше, ніж радіометричного. Компенсувати цей недолік, на думку авторів [5], можливо, використовуючи матричний приймач – матрицю акустичних датчиків з  $(m \times m)$  елементів і квадратичне сумування сигналів з їх виходів, що, нібито, має призвести до зменшення  $\theta_A$  в  $m$  разів. Однак, квадратичне сумування напруги шуму призводить до одночасного збільшення його дисперсії, і у відповідності з (1.36), не змінює точність.

Відмітимо, що в якості характеристики електроакустичних датчиків-приймачів під чутливістю розуміють відношення електричної напруги на виході приймача до акустичного тиску. Така чутливість дійсно у  $m$  разів збільшиться. В гідроакустиці часто вводять в розгляд дві величини: чутливість по полю и чутливість по тиску. У першому випадку під тиском розуміється тиск у плоскій хвилі, падаючої на антену до напрямку нормалі до поверхні, а в другому – тиск на самій поверхні антени.

### **1.3.2 Характеристики реалізованих радіотермометрів**

За час, який пройшов між публікаціями [5] і [9], для досліджень мозку був побудован 12 – канальний радіотермометр, працюючий на довжинах хвиль в повітрі 10, 18 і 35 см, з яким і з контактними антенними аплікаторами отримана просторова розділова здатність 1-2 см і точність при постійній часу 12 мс краще, ніж  $0,07^\circ\text{C}$ . Аплікатори служили для узгодження електричних імпедансів антен і біологічних тканин, без чого більша частина радіотеплового випромінювання, яке йде з глибини тіла, відбивалась би від його поверхні. Крім того, їх використання призводить до покращення просторової розподільної здатності, так як поперечні розміри антен порядку довжин хвиль в тканинах. За допомогою цього радіотермографа було, встановлено, що під час сну радіояркісна температура мозку спадає більш, ніж на  $1^\circ\text{C}$ , а під час гіпнозу права півсфера випромінює більше, ніж ліва.

Для візуалізації радіотеплового випромінювання на довжинах хвиль в повітрі 3 і 8 см використовувалось еліптичне скануюче дзеркало. Об'єкт знаходився в одній фокальній точці

площини дзеркала, а приймач - в іншій. Оскільки характеристична глибина, з якої таке випромінювання виходить з тіла дорівнює 0,3 і 1,5 мм відповідно, отримана інформація повинна бути достатньо близькою до отриманої за допомогою інфрачервоного зображення шкіри. Однак, на відмінність від інфрачервоного, короткохвильове випромінювання проникає через шари епідерми, волосся, одяг і навіть через plaster бандаж. Це створює нову можливість для моніторингу функціональної динаміки кровотоку в підкожних тканинах. Було отримано через одяг термозображення реакції торсу на нітрогліцериновий тест.

### 1.3.3 Стан розробок акустотермометра

Що стосується акустотермометрії, то глибинну температуру тіла не вдалось спостерігати і до нинішніх часів, однією з причин чого, на наш погляд, стала відсутність у дослідників [6, 8, 32, 42, 43-46] розуміння принципових відмінностей між електромагнітними і акустичними приймаючими антенами теплового випромінювання, пов'язаних як з граничними умовами на активних та пасивних поверхнях антен, так і з векторним характером електромагнітного і скалярним – акустичного поля у воді. Не дивлячись на те, що методи розрахунку акустичних антен гарно розроблені і апробовані в гідроакустиці [див., наприклад, 34], в [6, 8, 32, 42] вони не використовувались.

При експериментальному дослідженні одночастотного термометру у якості акустичної антени використовувалась п'єзоелектрична квадратна чи кругла пластина, через один чи два чвертьхвильових шари навантажена на воду, а електрично – паралельною індуктивністю  $L$ , налаштованою в резонанс з ємністю загальмованого перетворювача на частоту, близьку до антирезонансної частоти. Особливістю такої антени є те, що її розміри значно більше довжини акустичної хвилі у воді, і тому така антена є наведеною.

Відомо, що радіус просторової кореляції дифузного поля дорівнює  $\rho_k = \lambda/2$ . Розіб'ємо приймач з площею поверхні  $A_0$  на  $N$  незалежних приймачів з поверхнею кожного  $\pi \rho_k^2$ . Знехтуємо направленість елементарних приймачів. З урахуванням того, що середній квадрат сили, діючий на всю поверхню, у  $N = A_0/\pi \rho_k^2$  разів більше, ніж сили, діючої на один приймач, отримаємо значення квадрату середнього по поверхні тиску:

$$\overline{P^2} = \overline{p^2} \pi \rho_k^2 / A_0 < \overline{p^2}. \quad (1.38)$$

Суровий розв'язок задачі перетворення спектру тиску теплових акустичних коливань (1.35) в електричні коливання на виході перетворювача в рамках моделі дальнього поля

перешкод антени отримано в [25]. Відповідно до цієї моделі, коефіцієнт перетворення тиску в напругу дорівнює:

$$K_{\text{ш}} = U_{\text{ш}}/p_{\text{ш}} = K_{\text{п}}(f)/\sqrt{K}. \quad (1.39)$$

де  $K_{\text{п}}(f)$  – коефіцієнт перетворення в напругу тиску плоскої хвилі, падаючої на антену у напрямку нормалі к її поверхні (чутливість по полю), а осьовий коефіцієнт концентрації антени з площею  $A_0$ :

$$K = 4\pi \cdot A_0/\lambda^2. \quad (1.40)$$

Для п'єзопластинки з хвильовим акустичним опором  $z_0$ , повітряним тильним навантаженням  $z_1=0$ , без, з одним чи з двома чвертьхвильовими шарами з  $z_2 < z_3 < z_0$  або  $z_2 < z_3 < z_4 < z_0$  відповідно ( $z_2$  – відноситься до середовища) на антирезонансній частоті:

$$K_{\text{по}} = l_0/e_{33}, K_{\text{по}} = (z_3/z_2)(l_0/e_{33}), K_{\text{по}} = (z_3/z_4)(l_0/e_{33}), \quad (1.41)$$

де  $l_0 = v^D/2f_0$  – товщина п'єзопластини,  $v^D$  – швидкість звуку в ній при постійній електричній індукції  $D$ ,  $e_{33}$  – електрична стала. З (1.41) видно, що шари діють як трансформатори тиску, збільшуючи  $K_{\text{по}}$ . Крім того, вони розширюють смугу пропускання  $\Delta f$  за відсутності демпфера. При цьому, підбираючи  $z_3$ ,  $z_3$  і  $z_4$  і  $L$ , можна добитися щоб всередині смуги  $K_{\text{п}}(f) \cong K_{\text{по}}$  і  $K_{\text{п}}(f) = 0$  – поза нею.

З (1.39) випливає, що чим більше коефіцієнт концентрації антени  $K$ , тим менше коефіцієнт перетворення тиску теплового шуму або, що теж саме, середнє за часом і за поверхністю тиску:

$$\overline{p_s^2} = \overline{p^2}/K = \overline{p^2} \cdot \lambda^2/4\pi \cdot A_0. \quad (1.42)$$

Воно у  $\pi^2$  разів менше, ніж в (1.38),  $\pi^2$  дорівнює коефіцієнту концентрації елементарного приймача з діаметром  $\lambda$ . Підставляючи (1.35) і (1.42) в вираз  $\overline{U_o^2} = K_{\text{ш}}^2 \cdot \overline{p_s^2}$ , отримаємо

$$\overline{U_o^2} = (z_2/A_0)k_6TK_{\text{по}}^2\Delta f. \quad (1.43)$$

Видно, що направленність акустичної антени дозволяє перетворювати спектр інтенсивності (1.35) в “білий” шум напруги на виході перетворювача. При цьому смуга частот, у якої  $K_{\text{п}}(f) = K_{\text{по}}$ , може бути  $\Delta f/f_0 \cong 1$ , в результаті чого точність збільшується у 3 рази, а інтенсивність — у 10 разів.

Подивимось, які величини  $\overline{U_o^2}$  могли спостерігатись в експерименті [6]. У ньому використовувалась пластинка з ніобату літія  $\text{LiNbO}_3$  розміром  $(1 \times 1) \text{ см}^2$  ( $A_0 = 10^{-4} \text{ м}^2$ ), яка має частоту  $f_0 = 1,3$  МГц, і чвертьхвилева пластинка з хлористого калія, що, по ствердженню авторів, забезпечувало достатньо ефективне узгодження в робочій смузі частот  $0,9 \div 1,8$  МГц. Візьмемо з довідника значення параметрів  $z$ - зріза кристалу з  $\text{LiNbO}_3$ :  $\rho_0 = 4,64 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ ,  $v^D = 7800 \text{ м/с}$  ( $z_0 = \rho_0 v^D = 33,87 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$ ),  $\epsilon_{33} = 1,22 \text{ Кл/м}^2$ ,  $\epsilon^s = 20,4 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м}$ ,  $N_t \equiv f_0 l_0 = v^D/2 = 3650 \text{ Гц} \cdot \text{м}$ , звідки  $l_0 = 2,8 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ . Для  $\text{KCl}$   $\rho = 1,99 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$ ,  $c = 4,52 \cdot 10^3 \text{ м/с}$ ,  $z = 8,95 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$ . Підставивши необхідні значення в (1.38) і (1.40), отримаємо  $K_{\text{по}} = 13,7 \cdot 10^{-3} \text{ В/Па}$ ,  $\sqrt{K} = 31$ . Звернемо увагу, що значення ємності загальмованого перетворювача  $C_0 = \epsilon A_0/l_0 = 72 \text{ пФ}$  дуже мале, і значення паралельної індуктивності визначається ємністю приєднувального кабелю.

Згідно (1.43)  $\overline{U_o^2} = 1,1 \cdot 10^{-8}$ , а  $(\overline{U_o^2})^{1/2} = 104 \text{ мкВ}$ . Ефективна напруга  $(\overline{U_o^2})^{1/2}$  є е.р.с. еквівалентного генератору шумового сигналу, внутрішній імпеданс  $Z$  якого комплексний, а речова частина у смузі частот  $\Delta f$ :

$$\text{Re}Z = R(f_0) = (z_2/4A_0)K_{\text{по}}^2, \quad (1.44)$$

і є, відповідно до теореми Найквіста, джерелом власного теплового електричного шуму перетворювача з квадратом ефективної напруги, рівним:

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} = 4R \cdot k_6 \cdot T_{\text{пп}} \cdot \Delta f, \quad (1.45)$$

де  $T_{\text{пп}}$  - температура ПП. Оскільки джерела напруги шуму  $(\overline{U_o^2})^{1/2}$  і  $(\overline{U_{\text{пп}}^2})^{1/2}$  незалежні, то квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_o^2} + \overline{U_{\text{пп}}^2}. \quad (1.46)$$

Можно показати [25], що наслідком комплексної теореми взаємності ПП, як пасивного чотириполосника, в загальному випадку  $z_1 \neq 0$  є відношення:

$$K_{\text{п}}^2(f) \cong 4R(f)A_0/(Gz_1 + z_2), \quad (1.47)$$

де  $G = 1$ ;  $G = (z_2/z_3)^2$ ;  $G = (z_4/z_3)^2$  для випадків відсутності, наявності одного чи двох чвертьхвильових шарів відповідно. З урахуванням (1.47):

$$\overline{U_o^2} / \overline{U_{\text{пп}}^2} = (T/T_{\text{пп}})/(1+Gz_1/z_2). \quad (1.48)$$

Звідси видно, що при  $T/T_{\text{пп}} \cong 1$ , відсутність шарів і  $z_1/z_2 \gg 1$ , що в цьому випадку необхідно для отримання широкої смуги пропускання ПП, це відношення значитно менше одиниці. Тому для використання в акустотермометрії цей випадок не представляє цікавості. При наявності ж шарів і умов  $Gz_1/z_2 \ll 1$ ,  $\overline{U_o^2} \cong \overline{U_{\text{пп}}^2}$ , а  $\overline{U_{\Sigma}^2} \cong 2\overline{U_o^2}$ . Відповідно, і точність вимірювання температури  $\theta$  буде в 2 рази гірше порогової (1.37).

В наведеному вище прикладі ПП з  $\text{LiNbO}_3$   $G = (1,5 \cdot 10^6 / 9 \cdot 10^6)^2 = 1/36$  і навіть при  $z_1/z_2 = 4$ :  $Gz_1/z_2 \cong 0,1 \ll 1$ , так що  $(\overline{U_{\Sigma}^2})^{1/2} \cong \sqrt{2} \cdot 104 = 147 \text{ мкВ}$ . Вимірювання цієї напруги дозволяє перевірити викладену теорію за допомогою одного тільки електронного вольтметру з достатньою смугою частот і чутливістю. В [6], на жаль, такі дані не приводяться.

Питання про величину  $\overline{U_{\Sigma}^2}$  розглядалась в [8, 32]. В [8] вона визначалась “за формулою Найквіста  $\overline{U^2} = 4k_{\text{Б}} \cdot \text{Re}Z_{\Sigma} \cdot \Delta f$ , где  $\text{Re}Z_{\Sigma}$  – дійсна частина повного вихідного імпедансу ПП, з’єданого з електричним навантаженням. В величину  $Z_{\Sigma}$  дають вклад досліджувані шуми об’єкту, а також власні шуми п’єзоперетворювача і демпфера”. Помилковість останньої пропозиції і всієї фрази у тому, що, як показано вище, джерела обох шумів різні. Цікаво відмітити, що тут повторена помилка роботи [41], де стверджувалось, що “напруга відгуку гідрофону на тепловий шум середовища є шум Найквіста опору випромінювання навантаженого гідрофону”, і вимірювання залежності цього опору імпедансним методом



від частоти приймалося за вимірювання спектру теплових флуктуацій тиску у середовищі. Фактично ж у [8] враховуються тільки власні шуми ПП.

В [32] передбачається, що “ПП приймає акустичне випромінювання з досліджуваного об’єкту і демпфера, який входить в ПП і температура якого  $T_p$  визначає інтенсивність більшої частини випромінювання, яка не залежить від температур середовища  $T$ . Менша частина — корисний сигнал — визначається різницею температур  $T - T_p$ ”. Більша частина виражається через дійсну частину електричного імпедансу  $\text{Re}Z(f)$  навантаженого ПП (тут вже не  $Z_\Sigma$ ) за формулою Найквіста, а “корисна” — виразом  $K_p^2(f)(z_2/A_0) \cdot K(T - T_p)df$ , де  $\overline{p^2} = (z_2/A_0) \cdot K(T - T_p)df$  — середній квадрат звукового тиску теплових флуктуацій. Очевидно, що метою такого, за словами автора, “штучного прийому” є пояснення, не маючи відповідної моделі, “білий” електричний шум акустичного випромінювання на виході ПП і мале значення його ефективної напруги.

В [42], використовуючи характеристику направленості круглої акустичної антени  $\Phi(\theta) = 2J_1(ka\theta)/ka\theta$ , де  $J_1$  — функція Беселя першого порядку,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $a$  — радіус антени ( $ka \gg 1$ ),  $\theta$  — кут між нормаллю до площини антени і напрямком прийому плоскої хвилі, для середнього квадрату теплових флуктуацій тиску (середнього і по поверхні ПП) отримано вираз, співпадаючий з (1.42) після підстановки в нього (1.35), однак, всупереч ствердженню авторів, ніяк не з  $\overline{p^2} = (z_2/A_0) \cdot k_6(T - T_p) \Delta f$  в (1.37) (див. вище). Оскільки для отримання значення  $\overline{U_o^2} = K_p^2 \cdot \overline{p_s^2}$  необхідно значення  $K_p^2$ , автори тільки помічають що перетворювач акустично ідеально узгоджений зі середовищем. В дійсності це не обов’язково, а необхідно взяти коефіцієнт перетворення (чутливість) по полю, у якому степінь відбиття вже врахована.

### **1.3.4 Проблеми створення акустотермометру для функціональної діагностики людського тіла**

Особливістю такого акустотермометру є необхідність досягнення високої точності вимірювання внутрішньої температури ( $\sim 0.2^\circ\text{C}$ ) у реальному часі ( $\sim 1$  с). Як показано нище, цим вимогам відповідає оптимальний варіант фокуруючого акустотермометру. З якими проблемами доводиться стикатися при багатоканальному і багатоспектральному зондуванні, що вимагає знання частотно залежного коефіцієнту поглинання, розглянемо на прикладі робіт, де об’єктом дослідження було або передбачалося людське тіло. Особливу увагу звернемо на точність вимірювання і її інтерпретацію авторами.

У роботі [43] було поставлене завдання розв'язати основну проблему: “запропонувати варіант пасивної томографії (цим терміном почали користуватись для багатоканальної акустотермометрії), яка не використовує апіорну інформацію про коефіцієнт поглинання інтенсивності”. Принципова схема пристрою для визначення коефіцієнту поглинання  $\gamma$  у глибині об'єкту з [43] за допомогою виділення сигналу, який виходить з кожної ділянки людського тіла, приведена на рис.1.3.

Тут:  $\text{ПП}_1$  і  $\text{ПП}_2$  — перетворювачі; 1 — досліджуваний об'єкт; 2 — іммерсійна рідина; 3,4 — апаратні функції (автор [43] помилково називає їх діаграмами направленності, які характеризують тільки дальню зону чи зону Фраунгоферу); 5 — характерна точка області перетину апаратних функцій; 6 — суматор напруг; 7 — квадратичний детектор;  $I(h)$  — інтенсивність сумарного сигналу на виході квадратичного детектору.

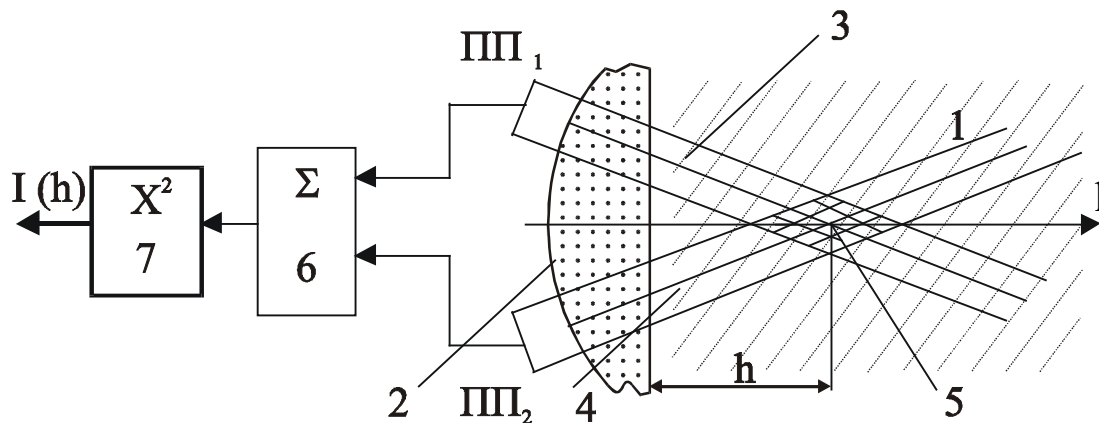


Рисунок 1.3 - Принципова схема пристрою для визначення коефіцієнту поглинання  $\gamma$  у глибині об'єкту

Форма поверхні  $\text{ПП}$  і іммерсійна рідина під ними не вказана. Вказано, що  $h$  можна змінювати шляхом одночасного пересування  $\text{ПП}_1$  і  $\text{ПП}_2$  або поступово відносно поверхні об'єкту, або шляхом їх обертання (що, відмітимо, при сферичній поверхні не призведе до зміни  $h$ ). Передбачається, що визначається максимальне значення функції кореляції  $J(h)=I(h)-2I_0$ , де  $I_0$ —інтенсивність сигналу з виходу кожного з перетворювачів. Для функції кореляції пропонується наступний вираз:

$$J(h) = 2I_0 \int_0^{\infty} R(h,l)G(l)dl, \quad (1.49)$$

де

$$G(l) = \gamma(l) \exp\left(-\int_0^l \gamma(\xi)d\xi\right). \quad (1.50)$$

Для того, щоб розв'язати інтегральне рівняння (1.49) відносно  $G(l)$ , пропонуємо виміряти функцію кореляції випромінювання, творюемого тонким шаром речовини з великим коефіцієнтом поглинання. При даному значенні  $h$  шар вміщується послідовно на різних відстанях  $l$  від границі досліджуваного тіла і вимірюється величина  $I(h,l)=2R(h,l)$ .

Значення  $\gamma(l)$  пропонується отримати з співвідношення  $\gamma(l) = G(l)/[1 - \int_0^l G(\xi)d\xi]$ .

Необхідно, однак, відмітити, що оскільки створити такий шар у тілі людини в принципі неможливо, то неможливо і визначити значення  $\gamma$  у точці  $h$ , а, відповідно, температуру за схемою некорельованого прийому окремим випромінювачем.

Звернемо увагу на те, що якщо поверхні ПП і іммерсійної рідини сферичні з центром у точці  $F=R$  і  $F < 1/\gamma$ , а діаметр ПП задовольняє умову  $\lambda \ll d < 2\sqrt{\lambda F}$ , то квадрат напруги на електродах окремого ПП від випромінювання з точки  $F$ , як і у випадку фокусуемого акустотермометру [25], буде дорівнювати:

$$\overline{U_{\phi}^2} = \frac{\pi Z_2}{F^2} \cdot k_6 \cdot T(F) \cdot K_{\text{по}}^2 \cdot \Delta f, \quad (1.51)$$

Тобто від площі ПП не залежить. Сума квадратів напруги від дифузного випромінювання і рівного йому власного шуму ПП визначається співвідношенням,  $\overline{U_{\text{ш}}^2} = 2 \cdot \overline{U_0^2}$ , де  $\overline{U_0^2}$  отримується з (1.43) з заміною  $A_0$  на  $S$ , тобто зворотно пропорційно площі  $S$  апертури ПП. Оскільки точність вимірювання температури  $T(F)$  визначається сумарним шумом, то при нерівності  $\overline{U_{\phi}^2} \ll 2 \cdot \overline{U_0^2}$  (чи  $\pi S/F^2 \gg 2$ ) вона дорівнює пороговій (1.37), а при зворотній нерівності – вона у  $2F^2/\pi S$  разів гірше. Збільшення значення  $m$  числа ПП у останньому випадку ( $\pi S/F^2 \ll 2$ ) буде збільшувати у  $m$  разів відношення  $\overline{U_{\phi}^2} / 2 \cdot \overline{U_0^2}$ , а відповідно, і точність вимірювання температури, яка буде наближатися зверху до порогової

(1.37). У випадку ж, якщо сумарна площа ПП дорівнює максимально можливій  $2\pi F^2$ , а їх число збільшується, то відношення  $\overline{U_\phi^2} / 2 \cdot \overline{U_0^2}$  залишається постійним, а точність дорівнює пороговій (1.37). Тому суматор у даному випадку не потрібен. Ця обставина суттєва, так як частота одиничного підсилення у вітчизняних ОП (на них будуються суматори) не перевищує  $\sim 1$  МГц.

Можливість визначення просторового розподілу температури в кисті руки методом багатоспектрального зондування експериментально досліджувались в [44, 45]. В [44] кисть руки розміщувалась у ванні з водою з температурою 22.5–25.5 °С на відстані 200 мм від ПП діаметром  $d=10$  мм. Теплове акустичне випромінювання модулювалось за допомогою механічного обтюратуру. При відкритому обтюратуру ПП реєстрував сумарне випромінювання кисті і води, а при закритому — тільки води, яка слугувала температурним еталоном.

Сигнал від ПП подавався через попередній підсилювач на аналізатор спектру (АС) зі смугою частот близько 64 кГц, працюючий у режимі пилоподібної зміни частоти від зовнішнього генератору з періодом 200 с. Протягом одного Напівперіоду розгортки частота лінійно збільшувалась від 1.25 до 3 МГц, а протягом другого — зменшувалась від 3 до 1.25 МГц. Сигнал з виходу АС, пропорційний акустичній температурі  $T_A$ , прямо і сигнал з виходу СД (на нього подавалась опорна напруга з обтюратуру і сигнал з АС) через фільтр низьких частот (RC-ланцюжок) і підсилювач постійного струму подавались на персональний комп'ютер. Сигнал з СД пропорційний різниці акустичних температур кисті і води, яка називається авторами інкрементом,  $\Delta T_A = T_A - T_B$ . Повна тривалість одного циклу вимірювань складала 16.5 хв. тоді як стала часу RC-ланцюга, яка визначає порогову точність вимірювання температури, дорівнювала 3 с. Флуктуації сигналу на виході АС максимальні у діапазоні 1.7÷2.5 МГц і спадають до нуля на частотах близько 1,5 і 3 МГц величиною близько 20%, на що автори не звертають уваги, а середнє значення його від частоти не залежить. Звідси можна визначити смугу частот ПП  $\Delta f_{ПП} \cong 0.8$  МГц і середню частоту  $F_{CP} = 2.1$  МГц. Про недоліки у постановці експерименту свідчить і великий розкид значень, який вимірювався активним методом (на “просвіт”) на частоті  $f = 2$  МГц коефіцієнту поглинання інтенсивності  $\gamma = 0.5 \pm 0.3$  1/см =  $0.2 \div 0.8$  1/см. Автори констатують “слабку частотну залежність  $T_A$  і велику похибку її вимірювання, що не дозволяє використовувати багатоспектральне зондування для відновлення розподілу температури”.

Пояснити причину такої залежності можна тим, що умови використання багатоспектрального зондування: 1)  $\Delta T > \theta \cdot \exp \gamma L$ ; 2)  $L \gamma(f) > 1$ , де  $L$  – товщина кисті, не

виконується, а також тим, що частина інтенсивності акустичного сигналу в сумарному шумі мала.

У експерименті [45] АС був відсутній. На його місці знаходився квадратичний детектор. Потужність теплового акустичного випромінювання реєструвалась у смузі частот  $\Delta f \cong 0.8$  МГц. Вихідний сигнал СД, пропорційний різниці акустичних температур акваріуму з водою ( $T_v=28.2^\circ\text{C}$ ), чорного тіла, кисті руки досліджуваного і температури води, фіксувався на комп'ютері через кожні 3 с, які дорівнювали сталій інтегрування RC-ланцюга. Кисть руки була повернута к ПП долонею, або тильним боком як паралельними до ПП, так і под кутом  $45^\circ$  поверхнями. Повний час вимірювань для кожного з положень руки у наведеному рисунку складало 2 хв. Отримано, що  $T_{\text{Ач}}$  чорного тіла (рівна його термодинамічній температурі) на 8 К перевищує температуру акваріуму, а  $\Delta T_{\text{А}}$  досліджуваного складає 4 К. Можна бачити, що флуктуації  $\Delta T_{\text{А}}$  і  $\Delta T_{\text{Ач}}$  проходять з розмахом  $\cong 3$  К, що авторами не помічається. Автори вказують, що похибка вимірювання температури визначається за ширинлю шумової дорожки “як відношення середнього квадратичного відхилення до корня квадратного з числа незалежних вимірювань”. Для тривалості вимірювань 0.5 і 3 хв. називаються похибки 0.3 і 0.1 К. Така оцінка, як буде показано нижче, є помилковою.

Зупинимось на питанні точності вимірювання температури на кінцевому інтервалі часу або по кінцевому числу  $N$  виборочних точок  $T_i$ , дотримуючись загальної теорії прикладного аналізу випадкових величин [46]. У цьому випадку визначаються не істинна температура  $T$  і її дисперсія  $\sigma_T^2$ , а їх оцінки:

$$\hat{T} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_i, \quad \hat{\sigma}_T^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (T_i - \hat{T})^2, \quad (1.52)$$

які самі є випадковими величинами і при багаторазовому повторенні експерименту будуть змінюватись. Для встановлення якості оцінок використовується їх математичне очікування  $E[\hat{X}]$ , де в дужках знаходиться параметр, що оцінюється. Для вказаних вище оцінок:

$$E[\hat{T}] = E\left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N T_i\right] = \frac{1}{N} E\left[\sum_{i=1}^N T_i\right] = \frac{1}{N} \cdot (NT) = T, \quad (1.53)$$

$$E[\hat{\sigma}_T^2] = E\left[\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (T_i - \hat{T})^2\right] = \frac{1}{N-1} E\left[\sum_{i=1}^N (T_i - \hat{T})^2\right] = \sigma_T^2,$$

тобто математичне очікування дорівнює параметру, що оцінюється. Оцінки (1.52) є оцінками, що не зміщуються. Ланцюг перетворень у другій формулі (1.53) скорочений.

Точність визначення істинної температури визначається сумою оцінки дисперсії і середньоквадратичного відхилення оцінки від температури:

$$\theta^2 = \hat{\sigma}_T^2 + \hat{\sigma}_T^2/N \quad (1.54)$$

У роботі [45], як було вказано вище, вона помилково буда взята рівною  $\theta = \hat{\sigma}_T / \sqrt{N}$ , тобто другому, значно меншому члену. Враховуючи те, що  $T_i$  фіксувалось на комп'ютері кожні 3 с, і значення  $\theta=0,3; 0,1$  К для часу вимірювань 0,5 хв. ( $N=10$ ) і 3 хв. ( $N=60$ ), отримаємо  $\hat{\sigma}_T = 0,95; 0,88 \approx 1$  К. Відповідно,  $\theta \approx \hat{\sigma}_T \approx 1$  К.

З урахуванням того, що істинні значення точності визначення температури 1 К, за ствердженням авторів [45], що декремент акустостійкості температури долоні на 0,5-1 °С (тобто у межах точності) більше, ніж тильного боку, є необґрунтованим.

З того, що точність  $\pm 1.0$  К (0,3 %) значно більше значення порогової  $\theta_{\text{пор}} = 2T \sqrt{2 / \Delta \varpi \tau} = 0,2$  К впливає, що причиною розбіжності є як і в [6], сама схема вимірювання (див. 1.3.6). Про це свідчить також той факт, що ширина шумової доріжки при вимірюванні  $\Delta T_A$  кисті, коли можна очікувати нестационарних процесів в тілі, і вимірюванні  $\Delta T_A$  води і чорного тіла однакова.

Тот факт, що ширина доріжки при вимірюванні інтенсивності шуму на виході АС 20 % в [44], а на виході ФНЧ в [45] – 0.5 %, так що відношення  $20/0,5 = 40$ , що значно більше, ніж треба було з відношення  $\sqrt{\Delta \omega_1 / \Delta \omega_2} = \sqrt{800/64} = 3,5$  рази можна зробити висновок, що стала часу на виході АС значно менше 3 с.

### 1.3.5 Фокусувальний акустотермометр

В [25] запропоновано використовувати ту обставину, що діаметр ПП  $D \gg \lambda$ , зробив його фокусувальним. Показано, що середній квадрат сумарної напруги на виході фокусуємого ПП при  $z_1 = 0$ :

$$\overline{U_{\Sigma\Phi}^2} \cong \overline{U_o^2} [2 + (\pi D/2F)^2], \quad (1.55)$$

де  $\overline{U_o^2}$  визначається (1.43), а  $F$ ,  $D$  – фокусна відстань і апертура лінзи. Суттєво, що лінза повинна бути еліптичною, тобто безабераційною. На відміну від лінзи радіотермографу, у якій об'єкт знаходиться в одному фокусі, а приймач — у другому, в акустичній лінзі у фокусі знаходиться тільки область в глибині тіла, що цікавить, а п'єзоприймач — поза тілом і ззовні поверхні еліптичної лінзи. З умови існування речових значень розв'язок рівняння еліпсу, що відповідає вказаному вище положенню об'єкту і приймача, випливає, що для ввігнутої лінзи:

$$D/2F \leq \sqrt{(1-n)/(1+n)}, \quad (1.56)$$

де  $n = c_{\text{ж}}/c_{\text{л}} < 1$  – показник заломлення лінзи;  $c_{\text{л}}$  і  $c_{\text{ж}}$  – швидкості звуку в лінзі і рідині. Для двояковвігнутої лінзи фокусна відстань у два рази менше, так що відношення  $D/2F$  – у два рази більше. Для лінзи з оргстекла у воді  $n = 1,5 \cdot 10^3 / 2,37 \cdot 10^3 = 0,635$  і  $(\pi D/2F)^2 = 9 > 2$ . При цьому, як видно з (1.52), основний вклад в  $\overline{U_{\Sigma\Phi}^2}$  дає випромінювання з області фокусу. Звідси, по-перше, випливає, що можна виміряти абсолютну глибинну температуру тіла одночастотним, одноканальним методом. Причому, на відміну від двохчастотного методу, який розглядався в [5], частоту треба обирати можливо низьку з малим загасанням, а відповідно, і великою глибиною проникнення в тканини. Другим наслідком є збільшення точності до значення порогової, тобто у  $2e^{\gamma F}$  рази краще, у порівнянні з нефокусувальним ПП (тут  $\gamma$  — коефіцієнт загасання на частотах нефокусувального ПП). І, нарешті, по-третє, значно більша інтенсивність шумового сигналу на вході ПВЧ, що дозволяє перевищити власні шуми підсилювача.

### **1.3.6 Вплив елементів схеми на точність вимірювання температури акустотермометром**

В експерименті [8, 44, 45] напруга шумів з ПП на вхід ПВЧ подавалась через підвищуючий трансформатор з коефіцієнтом трансформації  $M$ . З схемотехніки відомо, що існує оптимальне значення  $M$ , яке дорівнює:

$$M_{\text{опт.}} = \sqrt{\frac{(U_{\text{yc}}/I_{\text{yc}})}{|Z|}} = \sqrt{R_{\text{опт.}}/Z}. \quad (1.57)$$

Тут  $U_{\text{yc}}$  і  $I_{\text{yc}}$  – шумові напруги і струм еквівалентних генераторів напруги і струму безшумного підсилювача.

При цьому коефіцієнт шуму мінімальний і при  $U_{\text{yc}} = MU_{\text{пп}}$  дорівнює  $F_{\text{мин}}=3$ , а оптимальне значення квадрату напруги шуму на вході підсилювача  $\overline{U_{\text{вх.опт}}^2} = 4\overline{U_o^2}$  ( $\overline{U_o^2}$  визначається (1.43)), а точність:

$$(\theta/T)_{\text{мин}} = 4(\theta/T)_{\text{пор.}} \quad (1.58)$$

Звернемо увагу, що джерела  $U_{\text{yc}}$  і  $I_{\text{yc}}$  різної природи, тому  $R_{\text{опт}}$  не є еквівалентним опором шумів підсилювача, квадрат напруги яких визначається за теоремою Найквіста, як це помилково робиться в [32], де поняття  $M_{\text{опт}}$  відсутнє. При значеннях же  $M \neq M_{\text{опт}}$  (1.54) точність може бути більш, ніж на порядок, гірше порогової.

Необхідно звернути увагу на різний характер спектру шуму, який створюється еквівалентними джерелами шуму на вході підсилювача. Якщо тепловий шум  $U_{\text{yc}}$  обмежений смугою підсилювання підсилювача, то шум, який створюється струмом  $I_{\text{yc}}$  на імпедансі  $|Z| \approx \text{Re}(Z)$ , так само, як і власний шум ПП, зосереджений у його смузі пропускання  $\Delta f = 0.8 \div 0.9$  МГц. Такий самий характер і сумарного спектру при  $M > M_{\text{опт}}$ , який вимірюється в [44], про що говорилося в 1.3.4. В [44] на це не звертають увагу, вважаючи, що це і є спектр акустичного шуму, інтенсивність якого пропорційна температурі кисті, допускаючи в [45] помилку у визначенні точності вимірювання температури.

Велика величина шумового сигналу фокусуємого ПП дозволяє вхідним елементом ПВЧ взяти польовий транзистор, який має менший, ніж біполярний, коефіцієнт підсилення, але тільки один еквівалентний генератор шуму  $U_{\text{yc}}$ , і виключити вплив підсилювача на точність акустотермометру.

Для виключення впливу на точність уходів підсилення в [32] використовувався нульовий модуляційний метод: коли модулятор відкритий, на ПП поступає випромінювання від досліджуваного об'єкту, коли закритий — йде шумовий акустичний сигнал з води, який заповнює модулятор, який має близьку температуру і який служить шумовим еталоном температури. Оскільки величина сумарної напруги шуму на виході ПП від положення



модулятора майже не залежить, то і точність визначення температури  $\theta$  у відповідності з (1.36) також не змінюються, але точність визначення різниці температур об'єкту і еталону у 2 рази гірше. Поява в цьому методі коефіцієнту 2 у виразі для точності в [32] помилково пояснюється впливом двох факторів з коефіцієнтом  $\sqrt{2}$  для кожного.

Результати аналізу схеми нульового модуляційного методу приведені в [27]. В ній, крім узгоджуючого ланцюга ПП і ПВЧ, у якості елементу схеми, який має значно погіршити точність, вказаний синхронний детектор. Запропонована модифікована схема методу, у якій за допомогою інерційного лінійного детектору змінна складова виділяється, підсилюється ПНЧ, а потім за допомогою синхронного (фазового) детектору і ФНЧ перетворюється у постійну напругу.

### **В и с н о в к и**

Фокусировка теплового акустиченого випромінювання за допомогою двояковвігнутої еліптичної лінзи дозволяє:

1. Вимірювати і сканувати глибинну абсолютну температуру тіла одноканальним, одночастотним акустотермометром, на відміну від багатоканального радіотермометру і багаточастотних чи багатоканальних акустотермометрів, які пропонуються іншими авторами.
2. Отримати порогове значення точності вимірювання, близьке до отриманного в радіотермографах.
3. При точності  $0,2^{\circ}\text{C}$  зменшити час вимірювання до  $\sim 1\text{с}$  і, аналогічно радіотермографу, вимірювати температуру у динамічному режимі.
4. Отримати просторову розділову здатність  $\sim 1\text{ мм}$  на глибині до  $10\text{ см}$ , що на порядок краще, а за глибиною – на два порядки глибше, ніж з радіотермографом з еліптичним дзеркалом.
5. Разом з модифікованою схемою нульового модуляційного методу, запропонованого автором раніше, створити діючий акустотермометр з вказаними вище параметрами.

### **1.4 П'єзоприймачі теплового акустичного випромінювання для зондування внутрішньої температури об'єктів**

В даному підрозділі розглянуті співвідношення для п'єзоприймачів 3-х типів до схеми вимірювання, включаючи і п'єзоприймачі без шарів, і на їх основі проаналізовані

експериментальні дані, описані в літературі, включаючи і один експеримент зі сферичною лінзою.

#### 1.4.1 Теоретичне обґрунтування

Слідуючи [5], наведемо основні співвідношення для вимірювання температури і визначення точності за тепловим акустичним випромінюванням, яке приймається п'єзоприймачами без демпферів з тильного боку: а) без узгоджувачів шарів і лінзи; б) з узгоджувачами шарами, без лінзи; в) з узгоджувачами шарами і плосковигнутою лінзою (рис.1.4). Електричним навантаженням є індуктивність  $L$ , налаштована в резонанс з ємністю п'єзопластини з затисненими електродами  $C_0^S$  ( $S=0$  – зміщення поверхні пластини) і компенсуюча цю ємність на частоті  $\cong f_0$ ,  $L=1/\omega_0^2 C_0^S$ .

Сумарна напруга шуму на виході ПП підсилюється ПВЧ, квадратично і синхронно детектується, фільтрується ФНЧ і постійна складову вимірюється. У випадку смугового «білого» шуму порогова точність вимірювання температури дорівнює:

$$(\theta/T)_{\text{пор}} = 2\sqrt{2\Delta\Omega/\Delta\omega} = 2\sqrt{2/(\tau\Delta\omega)}, \quad (1.59)$$

де  $\Delta f$ - смуга частот ПП,  $\Delta\Omega=1/\tau$  - смуга частот ФНЧ (звичайно RC – фільтру,  $\tau=RC$ ); множник 2 перед корнем враховує віднімання двох постійних рівнів при модуляційному методі вимірювання.

Точність вимірювання на кінцевому інтервалі часу за кінцевою кількістю  $N$  виборочних точок  $T_i$ , коли визначається не істинна температура  $T$  і її дисперсія  $\theta^2$ , а їх оцінки  $\hat{T}$  і  $\hat{\theta}^2$ , визначається сумою оцінки дисперсії і середньоквадратичного відхилення оцінки дисперсії від температури:

$$\theta^2 = \hat{\theta}^2 + \hat{\theta}^2/N. \quad (1.60)$$

У цитованих експериментальних роботах помилково, на що зверталась увага в [28], залишалась набагато менша величина  $\hat{\theta}^2/N$ . Ми будемо користуватись формулою (1.60), відкидаючи малий член.

П'єзоперетворювач без узгоджувачів шарів і лінзи.

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} + \overline{U_o^2} = 4R_0 k_{\delta} T \Delta f + (z_{\text{ср}}/A_0) k_{\delta} T K_{\text{по}}^2 \Delta f, \quad (1.61)$$

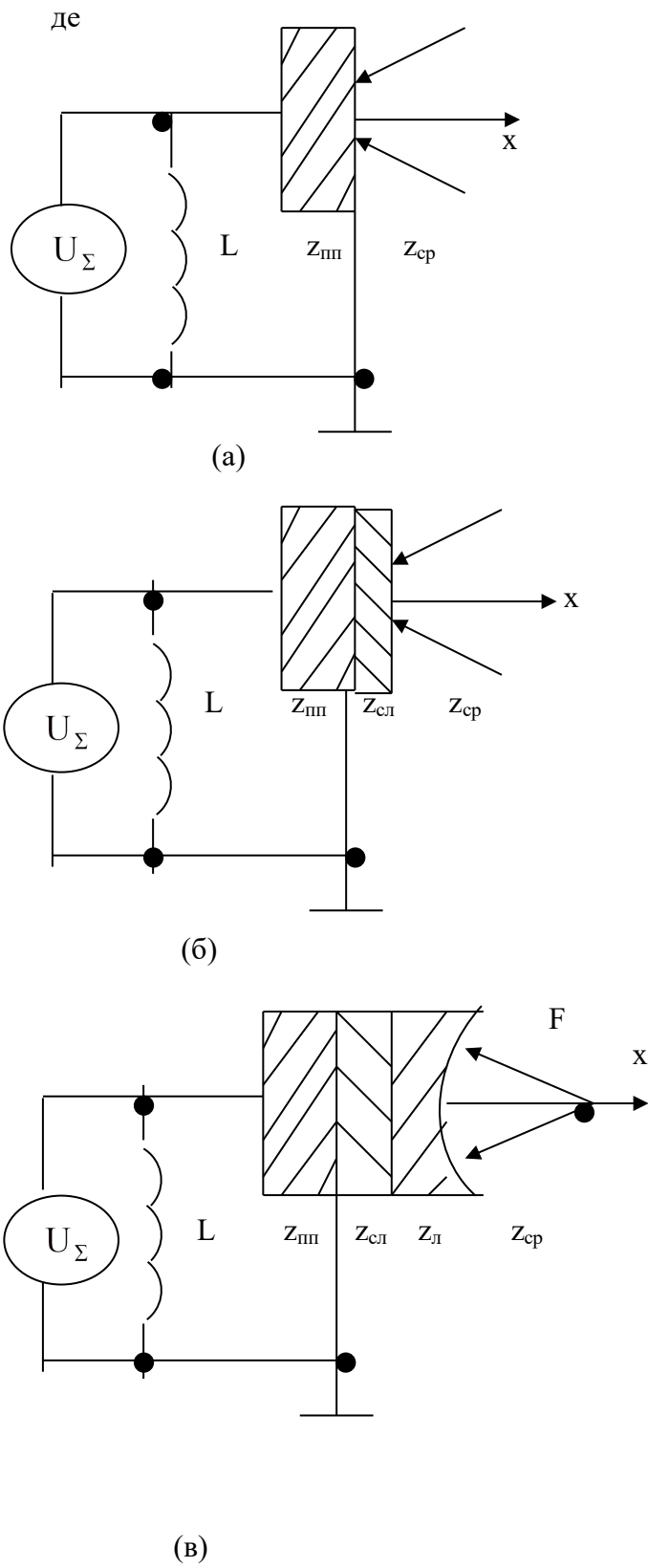


Рисунок 1.4 - Схематичне зображення п'єзоприймачів теплового акустичного випромінювання:  $Z_{\text{пп}}$ ,  $Z_{\text{сл}}$ ,  $Z_{\text{л}}$ ,  $Z_{\text{ср}}$  - питомі акустичні імпеданси ПП, шару, лінзи і середовища;  $L$  – індуктивність;  $U_{\Sigma}$  - сумарна напруга на виході ПП

$$R_0 \equiv \operatorname{Re} Z(f) = \frac{Z_{\text{ср}}}{4A_0} K_{\text{по}}^2, \quad (1.62)$$

дійсна частина електричного імпеданса  $Z(f)$  навантаженого ПП,

$$K_{\text{по}} = \frac{l_0}{e_{33}}, \quad (1.63)$$

в інтервалі  $\Delta f$  і  $K_{\text{по}}=0$  поза його – коефіцієнт перетворення акустичного тиску плоскої хвилі за відсутності ПП в електричну напругу;  $l_0$ ,  $A_0$ ,  $e_{33}$  - товщина ПП, площа приймаючої поверхні і електрична стала;  $k_B=1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – стала Больцмана.

З (1.61) і (1.62) видно, що  $\overline{U_{\Sigma}^2} = 2\overline{U_0^2}$ , а, відповідно,

$$(\theta/T)=2(\theta/T)_{\text{пор}}. \quad (1.64)$$

Перша компонента в (1.61) представляє собою «білий шум». При наявності суттєвого загасання спектр другої повинен бути спадаючим з частотою шумом.

П'єзоперетворювач з одним узгоджуючим шаром без лінзи.

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \left(\frac{Z_{\text{сл}}}{Z_{\text{ср}}}\right)^2 \overline{U_{\text{пп}}^2} + \alpha (Z_{\text{сл}}/Z_{\text{ср}})^2 (Z_{\text{ср}}/A_0) k_B T K_{\text{по}}^2 \Delta f. \quad (1.65)$$

Тут  $\alpha \ll 1$  – коефіцієнт, який враховує залежність коефіцієнту трансформації шару від кута падіння і прийнятий одиниці в [28]. У роботі [29] вперше звернено увагу на його малість.

Мінімальне значення другого члену отримаємо, якщо візьмемо  $\alpha \cdot (z_{сл}/z_{ср})^2=1$  або:

$$\alpha_{мин}=(z_{ср}/z_{сл})^2. \quad (1.66)$$

В цьому випадку:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = (z_{сл}/z_{ср})^2 \overline{U_{пп}^2} + \overline{U_{пп}^2} \cong (z_{сл}/z_{ср})^2 \overline{U_{пп}^2}, \quad (1.67)$$

$$\theta/T = \left(\frac{z_{сл}}{z_{ср}}\right)^2 (\theta/T)_{пор} \gg (\theta/T)_{пор}. \quad (1.68)$$

П'єзоперетворювач з узгоджувачим шаром і плосковігнутою еліптичною лінзою.

Квадрат сумарної напруги на виході ПП дорівнює:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = (z_{сл}/z_{ср})^2 \overline{U_{пп}^2} \left[ (1 + \alpha) + \frac{z_{л}}{z_{ср}} \left(\frac{\pi D}{2F}\right)^2 \right]. \quad (1.69)$$

З (1.69) видно, що при  $\alpha \ll 1$  вклад в  $\overline{U_{\Sigma}^2}$  дає акустичне теплове випромінювання з фокусу лінзи і електричні теплові шуми опору ПП  $R=(z_{сл}/z_{ср})^2 R_0$  (рис.1.5).

Тому:

$$\theta/T = \left[ 1 + \frac{z_{ср}}{z_{л}} \left(\frac{2F}{\pi D}\right)^2 \right] (\theta/T)_{пор}. \quad (1.70)$$

$$\left(\frac{\theta}{T}\right) / \left(2 \cdot \sqrt{\frac{2}{\tau \cdot \Delta \omega}}\right)$$

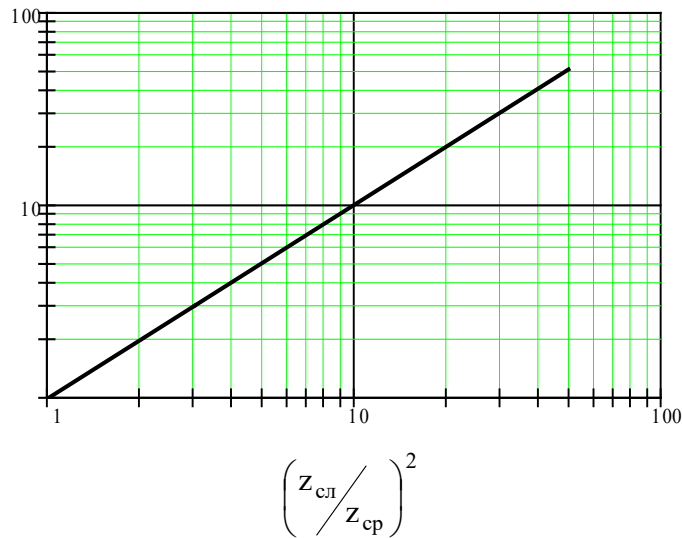


Рисунок 1.5 - Ефект просторової фільтрації чвертьхвиловими узгоджувачами дифузного теплового випромінювання

Для лінзи з оргстеклу  $(z_{\text{сп}}/z_{\text{л}}) \approx 0,5$  и  $\left(\frac{2F}{\pi D}\right)^2 = 2$ :  $\theta/T = 2(\theta/T)_{\text{пор}}$ , тобто всього у 2 рази більше порогової.

#### 1.4.2 Експериментальні дані

а) Оскільки ПП без шарів в експериментах не використовувався, оцінимо його параметри для використаної в [6] пластини з ніобату літія, параметри якої –  $z_{\text{пп}} = 33,87 \cdot 10^6$  Па · с/м;  $\epsilon_{33} = 1,22$  Кл/м<sup>2</sup>;  $N_l = f_0 l_0 = 3650$  Гц · м, звідки для  $f_0 = 1,3$  МГц,  $z_{\text{сп}} = 1,5 \cdot 10^6$  Па · с/м,  $T = 300$  К,  $\tau = 30$  с,  $l_0 = 2,8 \cdot 10^3$  м;  $A_0 = 10^{-4}$  м<sup>2</sup>;  $\Delta f \approx 0,8$  МГц ( $\Delta \omega = 5 \cdot 10^6$ ):

$$K_{\text{по}} = l_0 / \epsilon_{33} = 2,3 \cdot 10^{-3} \text{ В/Па},$$

$$R_0 = (z_{\text{сп}} / 4A_0) K_{\text{по}}^2 \approx 20 \text{ кОм},$$

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} = 4R_0 k_B T \Delta f = 2,65 \cdot 10^{-10} \text{ В}^2,$$

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = 2\overline{U_{\text{пп}}^2} = 5,3 \cdot 10^{-10} \text{ В}^2, (\overline{U_{\Sigma}^2})^{\frac{1}{2}} = 23 \cdot 10^{-6} \text{ В},$$

$$(\theta/T)_{\text{пор}} = 2\sqrt{2/(\tau \Delta \omega)} = 2,3 \cdot 10^{-4},$$

$$(\theta/T) = 2(\theta/T)_{\text{пор}} = 4,6 \cdot 10^{-4},$$

$$\theta = 0,14 \text{ К}.$$

б) 3 шаром KCl ( $z_{\text{сл}} = 8,95 \cdot 10^6$  Па · с/м) при  $\alpha \ll 1$ :

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = (z_{\text{сл}}/z_{\text{ср}})^2 \overline{U_{\text{пп}}^2} \cong 10^{-8},$$

$$(U_{\Sigma}^2)^{\frac{1}{2}} \cong 100 \text{ мкВ}.$$

Необхідно відмітити, що ніобат літію має високу температуру Кюрі (1200 К) і при  $T > 300\text{--}400^\circ \text{С}$  приймається у методі акустичної емісії, рівень шумів апаратури якої, приведений до входу, 10 мкВ.

Точність вимірювання температури:

$$\theta/T = \left[ \frac{z_{\text{сл}}}{z_{\text{ср}}} \right]^2 (\theta/T)_{\text{пор}} \cong 8,3 \cdot 10^{-3}.$$

Взявши  $\theta_{\text{изм}} = 2,5 \text{ К}$  і  $T = 300 \text{ К}$ , отримаємо:

$$(\theta/T)_{\text{изм}} = 8,3 \cdot 10^{-3}.$$

Близкість значень  $(\theta/T)_{\text{расч}}$  і  $(\theta/T)_{\text{изм}}$  у випадку, у якому шуми установки малі у порівнянні з  $\overline{U_{\text{пп}}^2}$ , є доказом знаходження ефекту просторової фільтрації чвертьхвиловими шарами дифузного теплового випромінювання.

В [44] використовувався п'єзоперетворювач діаметром 10 мм з кераміки ЦТС-19 з антирезонансною частотою 2 МГц, з двома чвертьхвиловими шарами, електрично навантажений на індуктивність,  $\Delta f \cong 64 \text{ кГц}$  ( $\Delta \omega = 4 \cdot 10^5$ ),  $\tau = 3 \text{ с}$ :

$$(\theta/T)_{\text{пор}} \cong 2,55 \cdot 10^{-3},$$

$$\theta_{\text{пор}} \cong 0,83 \text{ К}.$$

З кривої частотної залежності сигналу на виході синхронного детектору з фільтром низьких частот, який відповідає різниці температур  $\approx 10 \text{ К}$  (рис.2 в [44]) видно, що  $2\theta = 3,2 \text{ К}$  чи  $\theta/T = 5,3 \cdot 10^{-3}$ , що всього у 2 рази більше  $(\theta/T)_{\text{пор}}$ . Параметри шарів не приводяться.

В більш пізній роботі [45] без посилки на [44], ті самі вимірювання проводяться зі смугою  $\Delta f = 0,8 \text{ МГц}$  ( $\Delta \omega = 5 \cdot 10^6$ ),  $\tau = 3 \text{ с}$  і з невказаним перетворювачем, ширина шумової дорожки для чорного тіла (рис.2 в [45]) дорівнює  $2\theta = 3,2 \text{ К}$  або  $\theta/T = 5,3 \cdot 10^{-3}$ , але вже при  $(\theta/T)_{\text{пор}} = 7,2 \cdot 10^{-4}$ .

$$T_{\text{ут}} (\theta/T)/(\theta/T)_{\text{пор}} = 7,4.$$

Якщо взяти параметри шару п'єзоперетворювача з розрахункової роботи у порівнянні чутливості акустотермометрів різних типів  $f_0 = 2 \text{ МГц}$ ,  $\Delta f = 0,8 \text{ МГц}$ ,  $z_{\text{сл}}/z_{\text{ср}} = 3$ , то отримаємо,

що значення  $7,4 \cong (z_{\text{сл}}/z_{\text{ср}})^2=9$ , що також підтверджує формулу (1.68) і існування ефекту фільтрації і в [44].

В [47]  $f_0=2,2$  МГц,  $\Delta f=0,2$  МГц,  $\tau=1$ с,  $2\theta=5$  К:

$$\theta/T=8,35 \cdot 10^{-3}, (\theta/T)_{\text{пор}}=2,5 \cdot 10^{-3};$$

$$(\theta/T)/(\theta/T)_{\text{пор}}=(1,9)^2.$$

Звернемо увагу, що значення 1,9 практично співпадає з значенням  $z_{\text{сл}}/z_{\text{ср}} \cong 2$  для оргстекла і води, що говорить про матеріал шару товщиною  $\lambda/4=0,3$  мм, який легко нанести і проконтролювати поверхню контакту через приймаючу поверхню візуально.

в) Не маючи продовження спроба фокусування теплового акустичного випромінювання була зроблена в [10] для демонстрації високої ( $\approx 1$  мм) поперечної розділової здатності у порівнянні з властивістю радіометру з частотою 1 ГГц ( $\lambda=0,3$  м). Використовувалась сферична акустична лінза з оргстекла з діаметром  $D=20$  мм і ПП с  $f_0=2,0$  МГц ( $\lambda/2 \cong 0,4$  мм) і фокусною відстанню  $F=30$  мм. Від еліптичної сферична лінза відрізняється тим, що осьова координата фокусу променів при збільшенні їх відстані від осі наближається до лінзи. Можна показати, що зсув від центру сфери дорівнює:

$$\Delta F = R_{\text{л}} \left( \frac{n}{1-n} - \frac{1}{\cos \varphi_i / n - \cos \theta_i} \right), F = \frac{R_{\text{л}}}{1-n}, \quad (1.71)$$

де  $n=c_{\text{ж}}/c_{\text{л}} < 1$  – показник заломлення,  $c_{\text{ж}}, c_{\text{л}}$  – швидкості звуку у рідині і лінзи;  $\sin \theta_i = D_i/2R_{\text{л}}$ ,  $\sin \varphi_i = n_i \sin \theta_i$ ,  $R_{\text{л}}$  – радіус сферичної поверхні лінзи,  $D_i$  – діаметр променю. Для лінзи з вказаними параметрами ця залежність представлена в табл.1.1.

Таблиця 1.1

$D_i, \text{мм}$	4	6	8	10	12	14	16	18	20
$\Delta F, \text{мм}$	0,073	0,21	0,4	0,66	0,98	1,37	1,84	2,1	3,1

Як видно з табл.1.1, корельоване випромінювання зі сфери радіусом рівним  $\lambda/2 \cong 0,4$  на частоті 2 МГц попадає на лінзу і ПП тільки в область з  $D_i < 8$  мм, який є ефективним діаметром лінзи. При цьому  $(\pi D/2F)^2 \cong 0,18$  ( $D=8$  мм,  $F=30$  мм) і вираз (1.69) буде мати вигляд:



$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} [1 + 2 \cdot 0,18] = 1,36 \cdot \overline{U_{\text{пп}}^2},$$

а (1.70):

$$(\theta/T) = \frac{1,36}{0,36} \cdot (\theta/T)_{\text{пор}} = 3,8 \cdot (\theta/T)_{\text{пор}}.$$

Для частоти  $f=1$  МГц ( $\lambda/2=0,8$ ),  $D_i < 11$  мм:  $(\pi D/2F)^2=0,33$  ( $D=11$  мм,  $F=30$  мм) і:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} \cdot [1 + 2 \cdot 0,33] = 1,66 \cdot \overline{U_{\text{пп}}^2},$$

$$(\theta/T) = \frac{1,66}{0,66} \cdot (\theta/T)_{\text{пор}} = 2,5 \cdot (\theta/T)_{\text{пор}}.$$

Для еліптичної лінзи з такими самими параметрами ( $D=20$  мм,  $F=30$  мм):  $(\pi D/2F)^2=1,1$  і:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} \cdot [1 + 2 \cdot 1,1] = 3,2 \cdot \overline{U_{\text{пп}}^2},$$

$$(\theta/T) = \frac{3,2}{2,2} \cdot (\theta/T)_{\text{пор}} = 1,45 \cdot (\theta/T)_{\text{пор}}.$$

## В и с н о в к и

Методом порівняння порогової (обмеженої флуктуаціями шумового сигналу) точності визначення температури об'єкту за його теплового акустичного випромінювання з шириною шумової доріжки з літературних даних його вимірювання в рідині за допомогою п'єзоприймачів з чвертьхвильовими узгоджувачами знайдений невідомий раніше ефект просторової фільтрації дифузного випромінювання такими шарами (рис.1.5). В результаті інтенсивність власних електричних шумів п'єзоперетворювача значно, в  $(z_{\text{сл}}/z_{\text{ж}})^2$  разів ( $z_{\text{сл}}$ ,  $z_{\text{ж}}$  – питомі акустичні імпеданси шару і рідини), перевищує інтенсивність електричного шуму акустичного сигналу, а, відповідно, точність вимірювання температури  $\theta$  у стільки ж разів більше порогової.

Показано, що цей ефект є причиною невдачі сімнадцятилітніх спроб здійснення багатоспектральної акустотермометрії внутрішньої температури тіла з точністю  $\cong 0,2$  К.

І, навпаки, у випадку запропонованого в роботі фокусуєчого плоскоовігнутої еліптичної лінзою акустотермометру послаблення дифузної компоненти у порівнянні з пропускаємою без послаблення корельованої, що випромінена зі сфери радіуса  $\rho_{\text{кор}}=\lambda/2$  ( $\lambda$  - довжина акустичної хвилі у рідині), що знаходиться в фокусі лінзи, дозволяє отримати точність  $0,2^{\circ}\text{C}$  при великій відстані у реальному часі. Ефект покращує відношення сигнал-шум і в приладах ультразвукової інтроскопії (УЗІ) з узгоджувачами шарами.

Було проведено порівняння ефективності еліптичної і сферичної лінз з однаковими параметрами з урахуванням ефекту фільтрації.

З урахуванням ефекту фільтрації для використання методу акустотермометрії в неруйнівному контролі твердих тіл з  $z \gg 1,5 \cdot 10^6 \text{ Па} \cdot \text{с/м}$  можна рекомендувати п'єзопластини без шарів з п'єзокераміки ЦТС (PZT).

## РОЗДІЛ 2

### ЕЛЕКТРОННІ БЛОКИ МЕДИЧНИХ ПАСИВНИХ АКУСТИЧНИХ СИСТЕМ

#### 2.1 Вплив виду детектування шуму на точність вимірювання температури акустотермометром

З детекторів, які використовуються при апаратному визначенні характеристик випадкових процесів, найбільш простими й не потребуючими додаткових джерел живлення, є діодні.

##### 2.1.1 Квадратичний детектор

Для детектування використовується початкова ділянка вольтамперної характеристики випрямного діода, або зворотна гілка характеристики оберненого діода. Зворотні струми в останньому більше при дуже малих (десятки мілівольтів) напругах і значно перевершують прямі в цій області напруг. Приклад здійснення КД на оберненому діоді для детектування детермінованого сигналу із частотою 10 МГц (правда, з помилкою у схемі у  $10^3$  раз у більшу сторону величини опору навантаження) наведений в [44]. Величина навантаження повинна бути значно більше опору діода, тобто такою, щоб на ній виділялася мала частина напруги, що підводиться до детектора. Тому коефіцієнт перетворення діодних КД малий.

Однак, з іншого боку, із-за цього ФНЧ безпосередньо на виході детектора на режимі детектування не позначається.

Двухполуперіодний детектор дозволяє вимірювати середню потужність (середнє значення квадрата напруг) стаціонарного ергодичного випадкового процесу відповідно до виразу:

$$\overline{y(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt. \quad (2.1)$$

Точність оцінки середнього значення потужності визначається дисперсією:

$$D_x \equiv \sigma_x^2 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T [x(t) - \overline{x(t)}]^2 dt = \overline{x^2} - (\overline{y})^2, \quad (2.2)$$

$$\text{де } y(t) = x^2(t), \overline{y(t)} = \overline{x^2(t)}, \overline{y^2} = \overline{x^4}. \quad (2.3)$$

Для “білого” шуму вона рівна [36]:

$$\sigma_y \sqrt{y} = \sqrt{2}. \quad (2.4)$$

При наявності ФНЧ із  $\tau = 1/\Delta\omega$  ( для RC-Фільтра  $\tau = RC$  ) точність зростає і рівна:

$$\sigma_{\xi/\xi} = \sqrt{\frac{2}{\Delta\omega\tau}}. \quad (2.5)$$

Оскільки потужність “білого” шуму зі смугою  $\Delta\omega$  пропорційна абсолютній температурі об'єкта, то така ж і точність визначення температури.

Використовуємо співвідношення (2.1), (2.2), (2.3) для детермінованого сигналу  $x=\sin t$ :

$$\begin{aligned} \overline{y} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 t \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2t) dt = \frac{1}{2}, \\ \overline{y^2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^4 t \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{1}{4} (1 - \cos 2t)^2 \cdot dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{4} \int_0^{2\pi} (1 - 2\cos 2t + \cos^2 2t) \cdot dt = \\ &= \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{4} \int_0^{2\pi} [1 - 2\cos 2t + \frac{1}{2}(1 + \cos 4t)] \cdot dt = \frac{3}{8}, \\ \sigma_y^2 &= \frac{3}{8} - \frac{1}{4} = \frac{1}{8}, \sigma_y = \frac{1}{\sqrt{8}} = \frac{1}{2\sqrt{2}}, \sigma_{y/\xi} = \frac{1 \cdot 2}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2}, \end{aligned} \quad (2.6)$$

отже, в 2 рази краще, чим для “білого” шуму.

При однонапівперіодному детектуванні інтегрування в межах  $(0-\pi)$ , тому:

$$\overline{y} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{4}, \overline{y^2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{3}{8} = \frac{3}{16}, \sigma_y^2 = \frac{3}{16} - \frac{1}{16} = \frac{1}{8},$$

$$\sigma_y = \frac{1}{2\sqrt{2}}, \quad \sigma_y / y = \frac{4}{2 \cdot \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2}}{2}, \quad (2.7)$$

отже, точність в 2 рази гірше, чим при двонапівперіодному детектуванні. Слід відмітити, що дисперсія не залежить від того здійснюється одне- або двонапівперіодне детектування. Середній квадрат у першому випадку в 2 рази менше, тому точність в 2 рази гірше. Цей висновок залишається слушним і для шумового сигналу. При наявності фільтра вираз (А.4) і  $2\sqrt{2}$  для шуму помножуються на  $\frac{1}{\sqrt{\Delta\omega\tau}} \sqrt{\Delta\omega\tau} \geq 1$  [36], а (А.6) і (А.7) – на  $\sim \frac{1}{\omega\tau}$ . Для випадку, що нас цікавить  $\Delta\omega \approx \omega$  коефіцієнт ослаблення шумових флуктуацій  $\sqrt{\Delta\omega\tau} \ll \omega\tau$  – коефіцієнта ослаблення пульсацій детермінованого сигналу.

### 2.1.2 Лінійний детектор (випрямляч)

У цьому випадку величина опору навантаження значно більше, ніж опір діода в прямому напрямку, але значно менше, чим у зворотному. Тому коефіцієнт передачі напруги великий.

У багатьох випадках вимір середньовипрямленого дозволяє вимірювати середньоквадратичне відхилення випадкового процесу (корінь квадратний з дисперсії)  $\sigma_x$ , не прибігаючи до квадратичного детектування.

Середнє значення додатних ординат центрованого випадкового процесу може бути виражене через математичне очікування  $M$  у такий спосіб [48]:

$$B = M[x^{(+)}(t)] = \int_0^{\infty} x W(x) dx = \beta \sigma_x, \quad (2.8)$$

де  $\beta$  – коефіцієнт, що залежить від функції розподілу ймовірності  $W(x)$ . Для нормального (гаусівського), рівномірного (обмеженого по частоті “білого” шуму) або за законом арксинуса розподілу ймовірності  $\beta = 0,425$  при одноперіодному, і  $\beta = 0,85$  – двонапівперіодному випрямленні. В останньому випадку враховуючи те, що  $\sigma_y = \sigma_x^2$ , а  $\overline{y} = \overline{x^2}$ , а також (А.4), одержимо:

$$\frac{(\overline{x^2})^{1/2}}{\sigma_x} = \left( \frac{1}{\sqrt{2}} \right)^{1/2} = 0,84, \quad (2.9)$$

отже, середньоквадратичне значення збігається із середнім випрямленим значенням:

$$\frac{B}{\sigma_x} = 0,85. \quad (2.10)$$

У випадку акустотермометра:

$$B = (\overline{x^2})^{1/2} = \left[ \left( \frac{Z_2}{A_0} \right) k_\delta T \cdot K_{no}^2 \cdot \Delta f \right]^{1/2}, \quad (2.11)$$

де позначення наведені в розділі 1.

Модульована складова при  $\Delta T \ll T$ , яка впливає з (2.11), рівна:

$$\frac{\Delta B}{B} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta T}{T}, \text{ або } \frac{\Delta T}{T} = 2 \frac{\Delta B}{B}. \quad (2.12)$$

Звідси точність рівна:

$$\frac{\theta}{T} = 2 \frac{\sigma_x}{B}, \quad (2.13)$$

отже, в 2 рази гірше, ніж із квадратичним детектором. При однонапівперіодному детектуванні – в 4 рази гірше.

### 2.2.3 Амплітудний детектор

Це лінійний детектор з паралельною ємністю, який широко використовується в радіотехніці для виділення огинаючої модульованого ВЧ сигналу. Для цього постійна утвореного навантаження і ємністю ФНЧ повинна задовольняти умові:

$$1/f \ll \tau \ll 1/f_m. \quad (2.14)$$

Для детермінованого сигналу  $x = \sin t$  й однонапівперіодного випрямлення без ємності:

$$\begin{aligned}\overline{x} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin t \cdot dt = -\frac{1}{2\pi} \cdot \cos t \Big|_0^{\pi} = \frac{1}{\pi}, \\ \overline{x^2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2 t \cdot dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{2} (1 - \cos 2t) dt = \frac{1}{4}, \\ \frac{\sigma_x}{\overline{x}} &= \sqrt{\frac{\overline{x^2}}{(\overline{x})^2} - 1} = \sqrt{\frac{\pi^4}{4} - 1} = \sqrt{1,44} = 1,21; \sigma_x = 0,39.\end{aligned}\quad (2.15)$$

Для двонапівперіодного випрямлення:

$$\begin{aligned}\overline{x} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin t \cdot dt = \frac{2}{\pi}, \\ \overline{x^2} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2 t \cdot dt = \frac{1}{2}, \\ \sigma_x^2 &= \overline{x^2} - (\overline{x})^2 = \frac{1}{2} - \frac{4}{\pi^2} = 0,5 - 0,41 = 0,09; \sigma_x = 0,3, \\ \frac{\sigma_x}{\overline{x}} &= \frac{0,3\pi}{2} = 0,47.\end{aligned}\quad (2.16)$$

Наявність паралельної ємності не тільки послабляє пульсації, але й збільшує постійну складову продетектованої напруги. При  $\omega t \gg 100$   $V_{\text{ср}} \approx V_m$  (звідси й назва амплітудний детектор), а коефіцієнт пульсацій при однонапівперіодному детектуванні  $\leq 2 \cdot 10^{-2}$  й  $\leq 4 \cdot 10^{-3}$  – при двонапівперіодному детектуванні [56]. Більше відношення цих значень  $\left( \frac{2 \cdot 10^{-2}}{4 \cdot 10^{-3}} \right) = 5$  у порівнянні з випадком смугового шуму  $\frac{1,21}{0,47} \approx 2,5$  пояснюється тим, що спектр шуму не залежить від числа детектованих періодів, на відміну від спектра пульсацій детермінованого сигналу.

Зі сказаного можна зробити висновок, що для одержання точності визначення температури всього в 2 рази меншої, ніж із квадратичним двонапівперіодним детектором, (згідно (2.13)) необхідно і амплітудний детектор вибирати двонапівперіодним.

## **2.2 Узгодження виходу із квадратичного детектора вольтметра В3-32 із входом перетворювача опору температури вольтметра В7-27**

Нехай дана середньоквадратична напруга сумарного шуму на вході ПВЧ, коефіцієнт квадратичності детектора  $\beta$ . Тоді середньоквадратична напруга на виході детектора (постійна складова) рівна:

$$U_{\text{дет}} = \beta k_{12} U_{\text{вх}}^2 \quad (2.17)$$

При використанні перетворювача в режимі вимірювання опору у межах 1 Ом, як показано в розділі 1, чутливість його 10 мкВ, а мінімальна вхідна змінна напруга 10 мВ.

Розмах змінної напруги на виході детектора:

$$\Delta U_{\text{мод}} = (\Delta T / AT) \cdot \beta k_{12} U_{\text{вх}}^2, \quad (2.18)$$

де  $A \geq 1$  коефіцієнт: відношення середнього квадрата сумарної напруги на вході ПВЧ до середнього квадрата напруги теплових акустичних шумів.

Очевидно, що за умови рівності  $\Delta T$  (різниці температури біологічного об'єкта та еквівалентної температури еталона) точності визначення температури  $\theta$  необхідно, щоб:

$$\Delta U_{\text{мод}} = (\theta / AT) \cdot \beta k_{12} U_{\text{вх}}^2 \geq 10 \text{ мкВ}.$$

Нехай задана також максимально припустима температура об'єкта  $t_{\text{макс}} = 45^\circ\text{C}$ .

Еквівалентну температуру еталона можна визначити з умови:

$$\Delta U_{\text{мод}} = (\Delta T_{\text{макс}} / AT) \cdot \beta k_{12} U_{\text{вх}}^2 \leq 10 \text{ мкВ}. \quad (2.19)$$

Якщо  $\Delta T_{\text{макс}} > 45^\circ\text{C}$ , то доцільно вибрати  $t_{\text{мин}} = 0^\circ\text{C}$ .

У тому випадку  $\Delta U_{\text{мод}} < 10 \text{ мВ}$ .

Оскільки  $\Delta T / T \ll 1$ , то напругу із квадратичного детектора та ФНЧ вольтметра В3-32 потрібно подавати на вхід перетворювача опору й температури вольтметра В7-27 через розділовий конденсатор. Враховуючи, що напруга подається на неінвертуючий вхід, ємність конденсатора потрібна не велика. Оцінку її одержимо з умови:



$$1/\omega C_P \ll R_{BX},$$

де  $\omega = 2\pi f_{\text{мод}} = 6,28 \cdot 25 = 157$ ,  $R_{BX}$  - вхідний опір неінвертуючого підсилювача, А1 (140УД1Б,  $K_y U = 1,75 \cdot 10^3$ ), який визначається

$$R_{BX} = R_{BX \text{ ОП}}(1 + \beta k_{\text{ОП}}), \quad (2.20)$$

або  $R_{BX} = 4 \cdot 10^3(1 + 10 \cdot 1,75 \cdot 10^3) = 4 \cdot 10^3 \cdot 1,75 \cdot 10^2 = 7 \cdot 10^5 \text{ Ом}$ ,

$\beta = 1/k_{yc} = 0,1$ . Із цим значенням  $R_{BX}$  із (2.20) впливає:

$$C_P \gg 1/\omega R_{BX} = 1/(1,57 \cdot 10^2 \cdot 7 \cdot 10^5) = 1/1,1 \cdot 10^8 \approx 10^{-8} \text{ Ф}, \text{ и } C_\Phi \approx 10^{-7} \text{ Ф} = 0,1 \text{ мкФ}.$$

У режимі вимірювання температури напруга подається на інвертуючий вхід, вхідний опір якого:

$$R_{BX} = R_{10} = 240 \text{ Ом}.$$

Для його використання знадобилася ємність:

$$C_P \gg 1/\omega R_{BX} = 1/(1,57 \cdot 10^2 \cdot 2,4) = 1/3,8 \cdot 10^4 \approx 2,6 \cdot 10^{-5} \text{ Ф или } C_\Phi = 100 \text{ мкФ}.$$

Крім того,  $R_{BX}$  повинне бути значно менше вихідного опору детектора. У випадку використання цього входу в В7-27 динамічний опір переходу емітор-база рівний:  $\Delta U/\Delta I = 42,5 \cdot 10^{-3}/0,5 \cdot 10^{-3} \approx 80 \text{ Ом} \ll 240 \text{ Ом}$ . Ця вимога, як видно виконується.

### 2.3 Перемножувачі (схеми множення) напруги

Перемножувачі напруги являють собою широкий клас схем, що зустрічається в кореляційних аналізаторах, у радіоелектроніці, у вимірювальній, звуковій і обчислювальній техніці. Вони досить різноманітні та вже розглядалися в оглядах [57, 58, 66] схем лампової електроніки. З тих пір лампова електроніка змінилася на напівпровідникову та електроніку мікросхем. Тому становить інтерес, хоча б коротко розглянути засновані на ній схеми та області їх застосувань.

Уся сукупність схем множення поділяється на 2 групи: схеми прямої і непрямой дії.

І. Схеми непрямого множення, що є пристроями з нелінійними перетворювачами, виконують операції множення в результаті використання алгебраїчних або трансцендентних функціональних залежностей. Найбільш широко, головним чином завдяки радіотехніці, відомі пристрої, що здійснюють залежність:

$$U_1 \cdot U_2 = \frac{1}{4} [(U_1 + U_2)^2 - (U_1 - U_2)^2]. \quad (2.21)$$

У радіотехніці - це балансні та кільцеві балансні схеми на напівпровідникових діодах у якості змішувачів частот.

Принципова схема наведена на рис. 2.1.

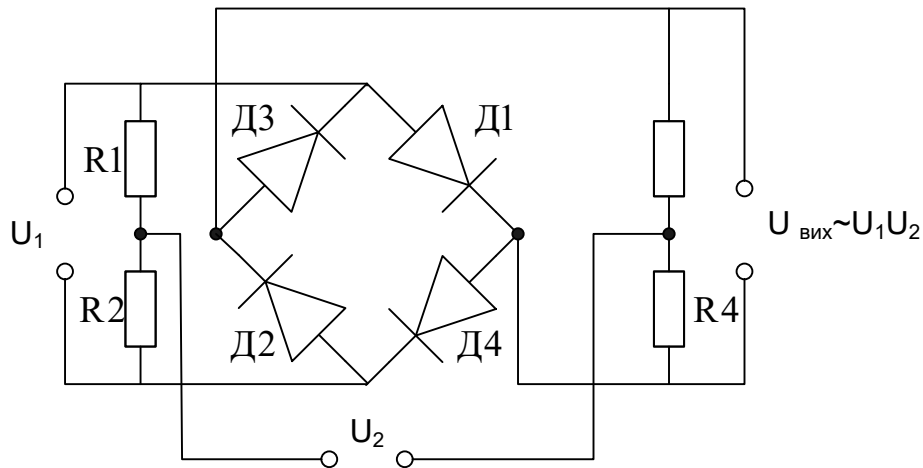


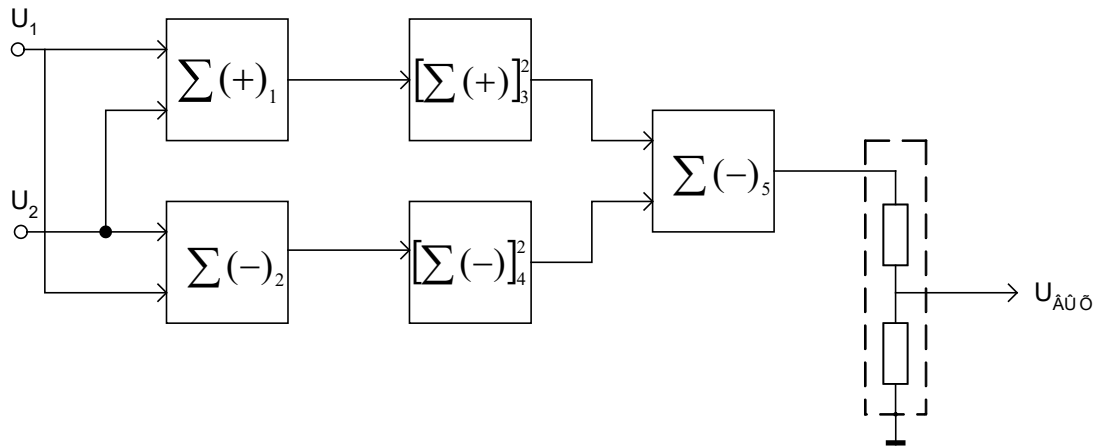
Рисунок 2.1- Кільцева балансна схема

Баланс схеми досягається ретельним підбором опорів резисторів  $R1=R2$  і  $R3=R4$ , а також однакових діодів, особливо в парах Д1-Д2, Д3-Д4. У змішувачах радіоприймачів опори R3-R4 звичайно замінюють обмоткою трансформатора із середньою точкою, вторинна обмотка якого разом з ємністю утворює контур, настроєний на проміжну частоту. Для таких схем випускаються спеціально підібрані пари діодів. У якості останніх бажано використовувати високочастотні кремнієві діоди, що мають більше відношення зворотного й прямого опорів і малої ємності р-n-переходу, наприклад, типу КД503, а також діоди з бар'єром Шотки, що характеризуються, крім того, малим рівнем шумів, наприклад, типу АД112А [50].

На основі кільцевої схеми з R1, R2, R3, R4 нами розроблений широкосмуговий у мегагерцевому діапазоні простий ВЧ ватметр для вимірювання  $U_3$  випромінюваної потужності  $U_3$  генератора, у якості приставки до комбінованого приладу з використанням його мікроамперметра як інтегратора та індикатора.

Залежність (2.21) здійснюється й у схемі рис.2.2.

Додавання та віднімання в такій схемі виконується на операційних підсилювачах, а квадратування — на польових транзисторах, причому працюючих з однаковою постійною складовою, яка в 5 взаємокомпенсується. Слід відмітити, що наявність у цій схемі ОП обмежує смугу пропускання частотою одиничного посилення, яка зазвичай  $\sim 100$  кГц.



1, 2-схеми сумовування й вирахування; 3, 4-схеми зведення у квадрат; 5-схема вирахування квадратів; 6-дільник напруги

Рисунок 2.2 - Структурна схема перемножувача

II. Схеми прямого множення являють собою лінійні системи зі змінним параметром і працюють згідно з алгоритмом  $z=kxy$ . Вони засновані переважно на використанні керування коефіцієнтом передачі чотириполусника. На вхід останнього подається напруга співмножника  $x$ , а коефіцієнт передачі змінюється пропорційно напрузі співмножника  $y$ .

Прикладом такої схеми може бути змішувач частоти на двухзатворному ПТ [50] (рис. 2.3).

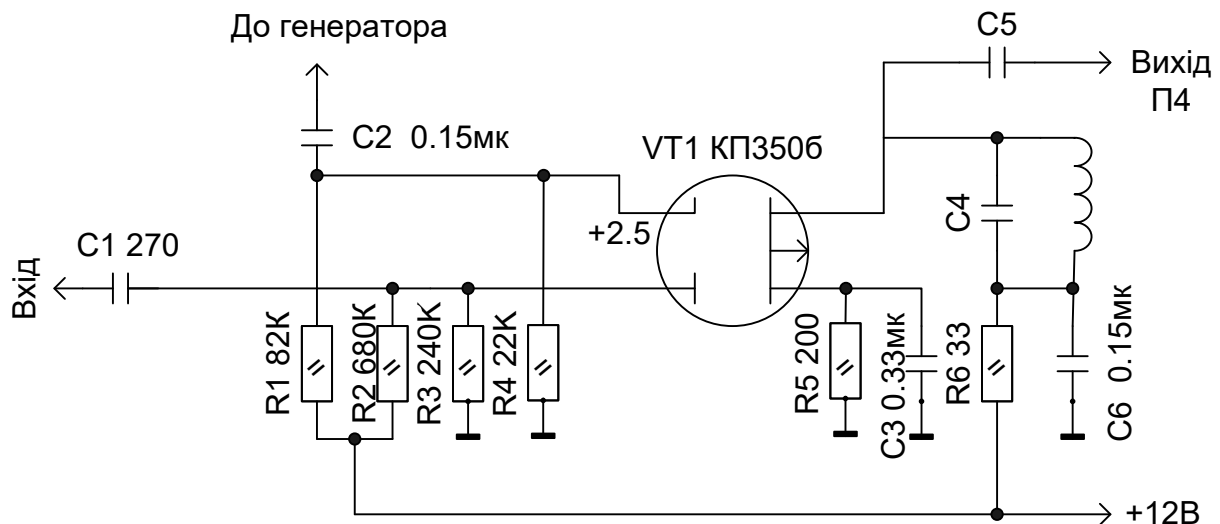


Рисунок 2.3 - Схема змішувача частоти на двухзатворному ПТ

Напруга зсуву на затворі, до якого підводить напруга гетеродину, вибирається рівною приблизно половині напруги відсічки. Амплітуда напруги гетеродину не повинна перевищувати напруги зсуву (звичайно рівна  $1,5 \div 2,5\text{В}$ ). Напруга зсуву на затворі, до якого підводить сигнал, вибирається значно меншим напруги відсічки (великий струм спокою). Змінним параметром тут є крутизна стоко-затворної характеристики затвора, на яку подається сигнал. Вона керується напругою гетеродину.

Напруга проміжної частоти визначається від постійних і інших складових спектра за допомогою контуру й конденсатора С5.

У випадку, якщо на обидва затвори подається, як у ВЧ вольтметрі або коррелометрі, напруги однієї й тієї ж частоти, але різної амплітуди й фази, для вимірювання постійної складової, пропорційної потужності необхідно додавання балансового плеча на такому ж транзисторі.

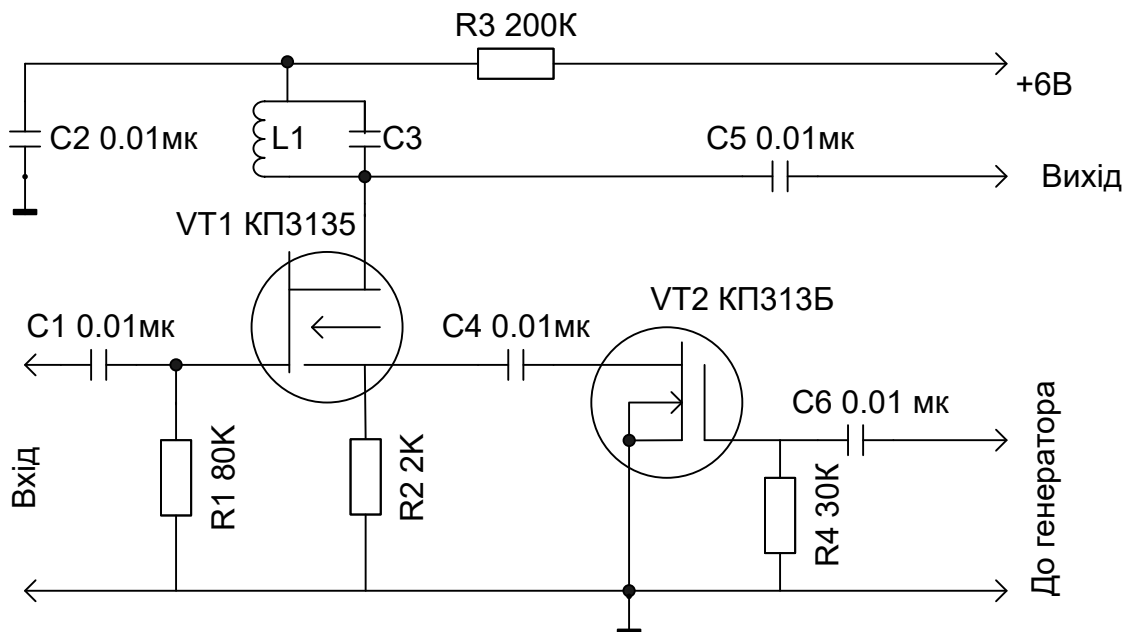


Рисунок 2.4 - Схема змішувача частоти на основі елемента зі змінним параметром

Схема змішувача частоти на основі елемента зі змінним параметром представлено на рис. 2.4. Таким елементом є ПТ із ізольованим затвором збідненого типу з n-каналом, що працюють у пасивному режимі та по змінному струму включений у ланцюг з ОС VT1.

Опір каналу змінюється із частотою гетеродину. При цьому змінюється глибина ОС і, отже, крутість характеристики прямої передачі транзистора VT1. Крутість перетворення при напрузі гетеродину 1В частотою 500 кГц становить 2,5 мА/В, частотою 28 МГц-1,2 мА/В.

Максимальна напруга вхідного сигналу 0,9 В. Приймач із таким змішувачем може мати високу чутливість (порядку сотої частки мікрівольта при вхідному опорі 50 Ом) [50].

До класу помножувачів відносяться такі підсилювачі та атенюатори керовані постійною напругою [40]. Вони звичайно реалізуються у вигляді помножувачів крутизни або їх варіантів. Основу перемножувача утворює диференціальний (рис. 2.5) підсилювач, у якого крутизна одного із транзисторів змінюється шляхом зміни струму спокою колектора  $I_k = I_1 = I_{0/2}$ , тобто струм колектора є керуючим параметром. Джерело постійного струму на транзисторі Т3 моделюється напругою сигналу  $U_c$ , а керуюча напруга  $U_y$  розподіляє струм на диференціальному вході.

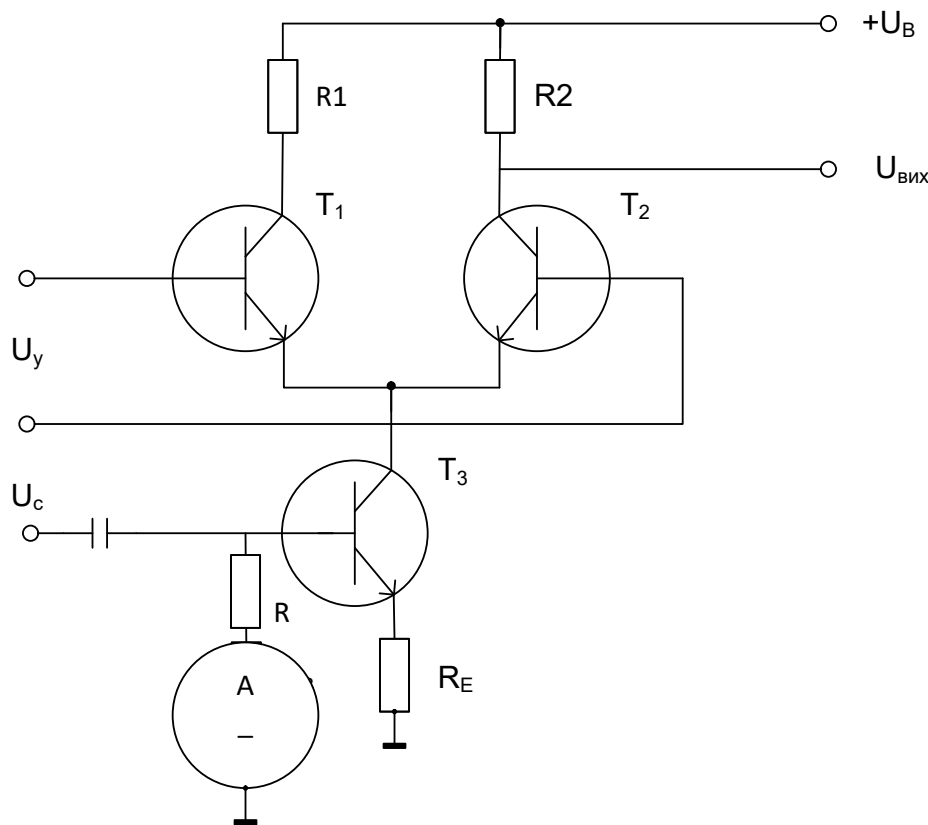


Рисунок 2.5 - Схема диференціального підсилювача

Недолік такої системи полягає в тому, що вона вимагає зовнішніх елементів, складного налаштування, має невеликий динамічний діапазон ( близько 70дБ), невисоку лінійність передаточної функції, а також нестабільність при великих коефіцієнтах ослаблення.

Високоякісний керований підсилювач (атенюатор) на 7 інтегральних мікросхемах [40] має здвоєний диференціальний підсилювач, на вхід якого подаються, а з виходу знімаються симетричні сигнали. Межі регулювання 95 дБ, відношення сигнал/шум близько 95 дБ,

коефіцієнт нелінійних спотворень менше 1%. Оскільки ОП (інтегральні мікросхеми) мають діапазон частот, що не перевищує сотні кГц, для більш високих частот такі перемнжувачі не підходять.

Промислові диференціальні підсилювачі випускаються за кордоном у вигляді інтегральних схем, як правило, вони набагато складніше і мають кращий КОСС (коефіцієнт ослаблення синфазного сигналу), ніж основні двухтранзисторні схеми [56.]

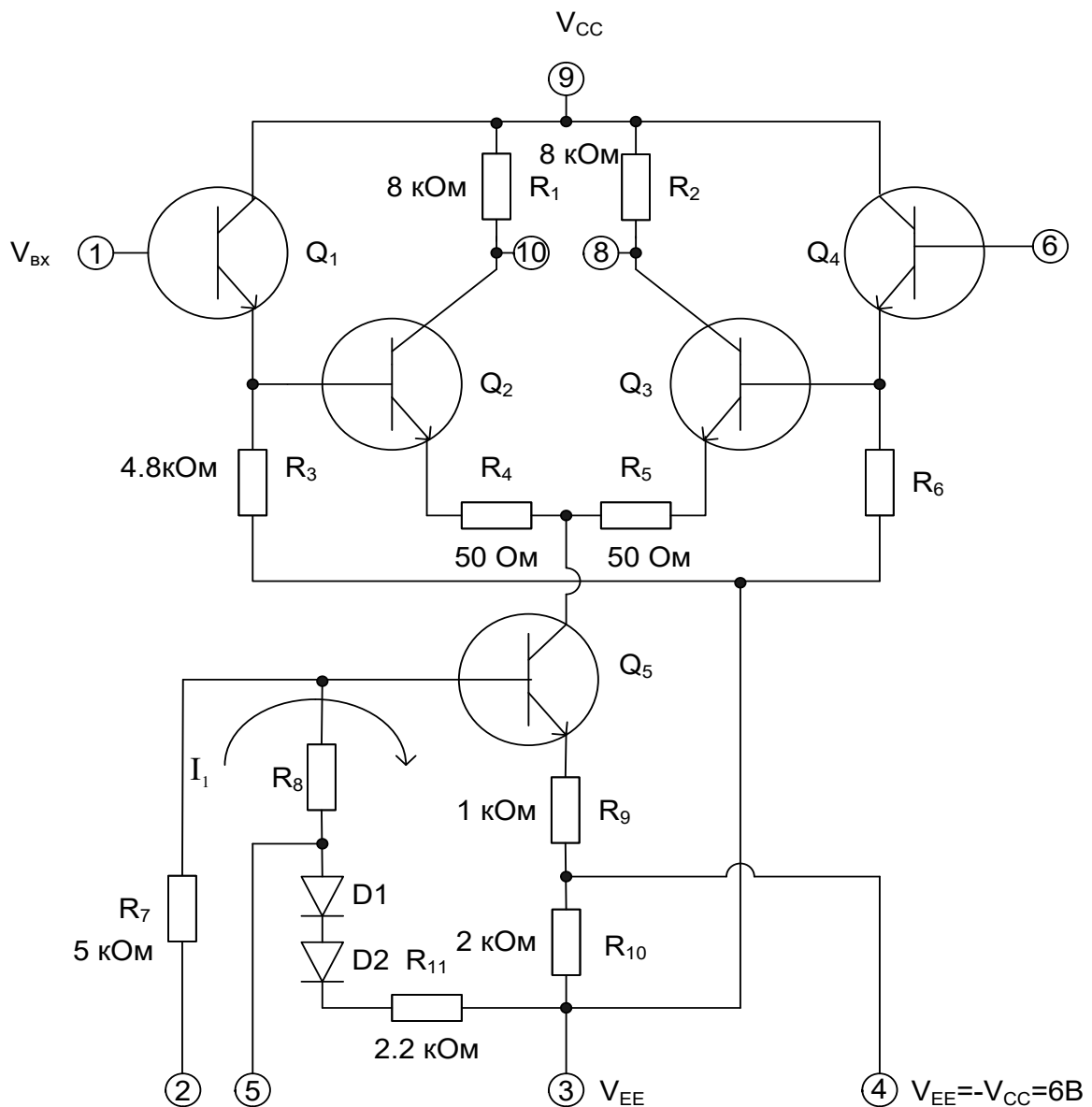


Рисунок 2.6 - Схема диференціального підсилювача CA 3000

На рис.2.6 представлена принципова електрична схема диференціального підсилювача CA 3000, що випускається RCA. Від схеми перемножувача на рис.2.5 вона відрізняється тим, що:

1) на вході є так звані пари Дарлінгтона транзисторів  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$ , що дозволяє використовувати диференціальний підсилювач у лінійному режимі;

2) є диференціальний вхід і вихід.

Визначимо постійні напруги в схемі, якщо виводи 1,2 і 6 заземлені. Тоді в ланцюзі  $V_{EE} = -6V$   $R_{11}, D_2, D_1, R_8$  і  $R_7$  ( $R_Z = R_{11} + R_8 + R_7 = 2,2 + 2,8 + 5 = 10$  кОм;  $V_{D1} = V_{D2} = 0,7V$ ) протікає струм:

$$I_1 = \frac{V_{EE} - 2V_{D1}}{R_{\Sigma}} = \frac{6 - 2 \cdot 0,7}{10} = 0,46 \text{ мА};$$

$$V_{B(Q5)} = -I_1 R_7 = -0,46 \text{ мА} \cdot 5 \text{ кОм} = -2,3 \text{ В};$$

$$V_{E(Q5)} = V_B - V_{BE} = -2,3 - 0,7 = -3,0 \text{ В};$$

$$I_E = \frac{E_E}{R_9 + R_{10}} = \frac{3 \text{ В}}{3 \text{ кОм}} = 1 \text{ мА}.$$

Припускаючи, що струм ділиться нарівно,

$$V_{C2} = V_{C3} = V_{CC} - I_{C1} R_1 = 6 \text{ В} - (0,5 \text{ мА} \cdot 8 \text{ кОм}) = 2 \text{ В}.$$

Напруга на колекторі  $Q5$ :

$$V_{C(Q5)} = V_{BQ} - I_{C1} \cdot R_4 = 0 - 1,4 - 0,5 \text{ мА} \cdot 50 \text{ Ом} \approx -1,4 \text{ В}.$$

Т.о.  $V_{C(Q5)} = -1,4 \text{ В} \gg V_{B(Q5)} = -2,3 \text{ В}$ , тобто  $Q5$  ще не перебуває в області насичення на вольт-амперній характеристиці  $Q5$  при заданому навантаженні.

$Q5$  тут називається джерелом незмінного постійного струму, тобто схемою, у якій струм через резистор або навантаження залишається постійним, незважаючи на навантаження, а керується напругою, що подається на базу  $Q5$ .

Диференціальний підсилювач із керованим джерелом не змінного постійного струму забезпечує його багатосторонність. Відзначається, що характеристики різних режимів роботи містяться в проспекті компанії. Серед можливих додатків є й перетворювач частоти, тобто перемножувач. Частотні можливості від постійного струму до 30 МГц (із зовнішніми  $C$  і  $R$ ).

У якості перемножувача вона підходить для схеми акустотермометра на основі нульового модуляційного методу, у якій напруга шумів після квадратичного детектора  $u = \beta x^2$ , що має дуже малий модуляційний додток, перемножується з напругою з модулятора, а потім усереднюється у фільтрі НЧ для виділення постійної складової, пропорційної різниці температур еталона й біологічного об'єкта.

Можна припустити, що використаний в ІРЭ РАН синхронний детектор Unipan, це прилад такого типу.

Різновидом перемножувача двох змінних напруг є фазовий детектор (ФД). При постійній амплітуді напруг на входах ФД напруга на його виході залежить тільки від фазових співвідношень між його вхідними напругами. Транзисторний варіант такого детектора з високою стабільністю балансу, ламповий варіант якого в [67] використовувався для виділення слабких сигналів ядерного резонансу, наведено на рис.2.7. ФД із ОП описаний в [65].

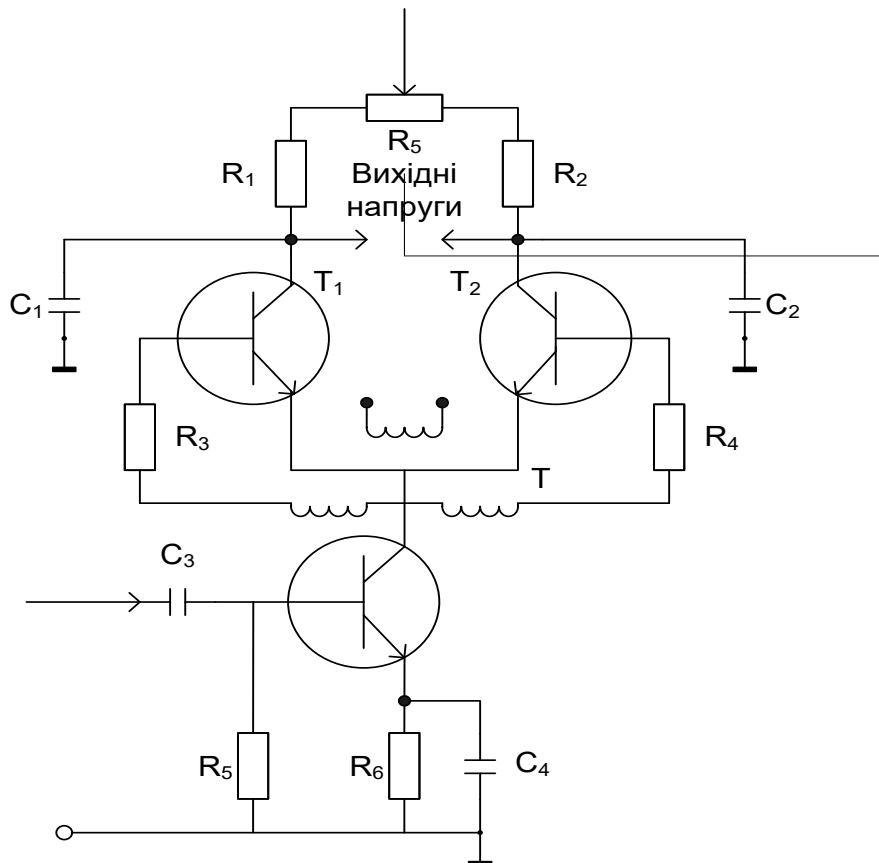


Рисунок 2.7 - Схема фазового детектора з високою стабільністю балансу

$R_3$  і  $R_4$  використовуються для обмеження різниці потенціалів  $U_{\text{б}}$  при повному відкриванні  $T_1$  або  $T_2$ .

$C_1$  і  $C_2$  закорочують змінну ВЧ флуктуацію та виділяють постійну складову з модульованої складової, тому що  $\tau = R_1 C_1 = R_2 C_2 \gg 1/f$  де  $f$ -частота модуляції.

Диференціальний підсилювач у цій схемі працює в режимі перемикача.

ОП мають характеристики, подібні характеристикам ДУ, і часто замінюють їх у сучасній електроніці. Вони прості у використанні, виключають проблему розрахунків схеми та вимагають небагато додаткових пасивних елементів. Регулятори гармоніки й корекції ЧХ



(керовані фільтри) на ОП використовуються у звуковій апаратурі середнього класу якості. Широкого поширення в цей час такі регулятори не мають.

Цікава схема керованого перемножувача на двох ПТ у пасивному режимі і двох ОП (рис.2.8).

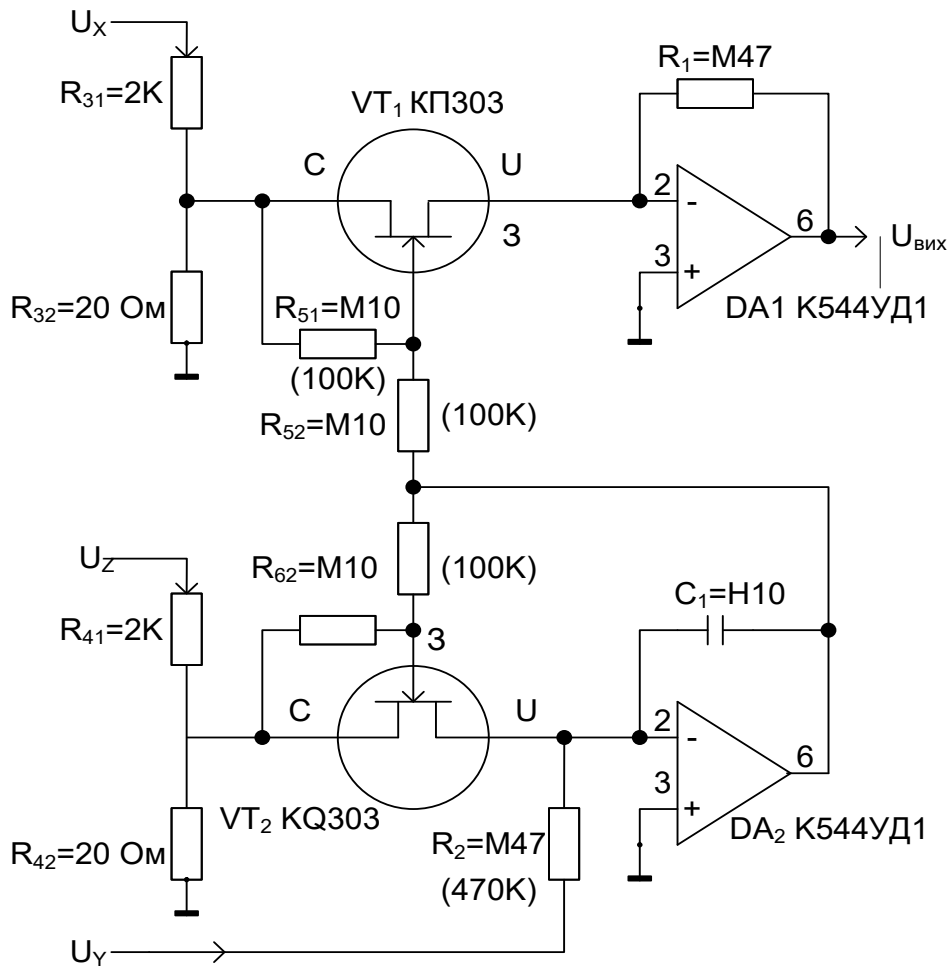


Рисунок 2.8. Схема керованого помножувача на 2ПТ у пасивному режимі і на двох ОП

Тут:

$$\begin{cases} -10\text{В} \leq U_x \leq +10\text{В} \\ -10\text{В} \leq U_y \leq 0\text{В} \\ 1\text{В} \leq U_z \leq 10\text{В} \end{cases}, \quad (2.22)$$

$$U_{\Pi} = +12 \div 15\text{В},$$

$$-U_{\Pi} = -12 \div -15\text{В},$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{R_1}{R_2} \frac{R_{32} (R_{41} + R_{42})}{R_{42} (R_{31} + R_{32})} \frac{U_X U_Y}{U_Z}. \quad (2.23)$$

Для даної схеми  $R_{31}=R_{41}$ ,  $R_{32}=R_{42}$ ,  $R_1=R_2$  і:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_X U_Y}{U_Z}. \quad (2.24)$$

З (2.22-2.24) видно, що при  $U_Y=-1$  В,  $U_Z=+1$  В,  $U_X=10$  В,  $U_{\text{вых}}=10$  В.

Оскільки на вході VT1  $U_X$  ділиться в  $2 \text{ кОм}/20 \text{ Ом}=100$  раз, то коефіцієнт підсилення ОП ОА<sub>1</sub> повинен рівнятися 100. Отже, опір між стоком з і точкою 2 повинне бути –  $470 \text{ кОм}/100=4,7 \text{ кОм}$ , а через VT1 протікати струм  $I_{\text{си}}=0,1\text{В}/4,7\text{кОм}\approx 2,1$ .

Відмітимо, що в співвідношення (2.23) параметри ПТ не входять.

Смуга робочих частот визначається типом ОП (DA<sub>1</sub>, DA<sub>2</sub>). Якщо частота одиничного підсилення рівна  $f_1$ , то  $f_{\text{гр}}=f_1/K_{\text{ус}}$ .

При напругах сток-джерело  $U_{\text{си}}$ , менших напруги в точці залому характеристики  $I_{\text{си}}(U_{\text{си}})$ , польовий транзистор поводить як нелінійний резистор, опір якого  $r_{\text{си}}$  можна змінювати, варіюючи напругу  $U_{\text{зи}}$  [40]:

$$r_{\text{си}} = \frac{U_{\text{отс}}^2}{2I_{\text{нас}} (U_{\text{зи}} - U_{\text{си}} - U_{\text{отс}})} \approx \frac{U_{\text{отс}}^2}{2I_{\text{нас}} |U_{\text{зи}} - U_{\text{отс}}|}. \quad (2.25)$$

Звідси видно, що  $r_{\text{си}}$  стає мінімальним при  $U_{\text{зи}}=0$ , і рівним  $r_{\text{сно}} = \frac{U_{\text{отс}}}{2I_{\text{нас}}} = 50 \text{ Ом} \dots 1 \text{ кОм}$ .

У МДП транзисторах із вбудованим каналом, провідниковий канал утворюється при напрузі на затворі, рівному нулю. Струмом стоку можна управляти, змінюючи значення та полярні напруги між затвором і джерелом. Мдп-Транзистор із вбудованим каналом може працювати як у режимі збагачення, так і в режимі збідніння каналу основними носіями заряду. Ця особливість використовується в схемі перемножувача на рис.2.4.

## 2.4 Теоретичне обґрунтування фокусуєчого одночастотного динамічного акустотермометра, створення на основі блоків двох серійних вольтметрів його макета

Можливість одержання просторового розподілу температури в глибині біологічного об'єкта, у тому числі і людини, по його тепловому акустичному випромінюванню стало стимулом для досліджень нового напрямку в термографії [9]. У якості методів виміри розглядалися мультиспектральне [5] і багатопроменеве [10] зондування за допомогою плоских п'єзоприймачів (ПП). Практична реалізація акустотермометра навіть у найпростішому випадку вимірювання температури поверхні тіла нашоюхнулася на проблему одержання граничної (флуктуаційної) чутливості - мінімальної реєстрованої різниці температур, яка для біологічних об'єктів потрібна не більше  $10^0\text{C}$  (0,3% від абсолютної температури тіла людини). Умови одержання необхідної чутливості докладно аналізувалися в роботах [8, 31]. Були отримані всі співвідношення, необхідні для вибору схеми акустотермометра, запропонований фокусуєчий акустотермометр у комбінації з електронною комутацією ПП і шумовим еталоном, що дозволяє не тільки обійтися односпектральним і однопроменевим зондуванням, але й вимірювати температуру в реальному масштабі часу. У проекті такий акустотермометр розрахований і здійснений на основі плоского ПП, ввігнутої еліптичної лінзи та блоків двох серійних вольтметрів.

Функціональна схема акустотермометра складається з: фокусуєчого ПП, електронного комутатора, ширококутового підсилювача електричного шуму (ПВЧ), лінійного детектора, низькочастотного підсилювача модульованої компоненти шуму, синхронного детектора із ФНЧ, підсилювача постійного струму (УПТ), реєструєчого пристрою - НЧ осцилографа та цифрового індикатору з паралельною видачею цифрової інформації на зовнішній реєструєчий пристрій.

Середній квадрат напруги на виході фокусуєчого плоского ПП у вигляді диска, включаючи тепловий шум самого ПП і нефокуєчої частини випромінювання, рівний:

$$\overline{U_{\Sigma}^2} = \overline{U_{\text{пп}}^2} [2 + (\pi D / (2F))^2], \quad (2.26)$$

де:

$$\overline{U_{\text{пп}}^2} = \frac{4z_0}{\pi \cdot D^2} \left( \frac{l_0}{e_{33}} \right)^2 k_6 \cdot T \cdot \Delta f = 4R \cdot k_6 \cdot T \cdot \Delta f; \quad (2.27)$$

$D, l_0$  - діаметр і товщина диска;  $z_0$  - питомий акустичний імпеданс п'єзокераміки;  $e_{33}$  - її п'єзоелектрична стала;  $k_6 = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К;  $T$  - абсолютна температура об'єкта та ПП;  $\Delta f$  - ширина смуги пропускання ПП, акустично узгодженого з водою за допомогою четвертьхвильового шару з  $z_{ш} = (z_0 z_2)^{1/2}$  і з паралельною індуктивністю, налаштованою зі статичною ємністю  $C_0$  на частоту напівхвильового резонансу диска  $f_0$ ;

$$R = \operatorname{Re} Z = \frac{z_0}{\pi \cdot D^2} \left( \frac{l_0}{e_{33}} \right)^2. \quad (2.28)$$

активна складова комплексного електричного імпедансу ПП у смузі частот  $\Delta f$  поблизу частоти  $f_0$ .

У випадку, якщо напруга власних шумів ПВЧ, приведена до його входу  $\overline{U_{\text{підс}}^2} \ll \overline{U_{\Sigma}^2}$ , гранична чутливість визначається по формулі:

$$\frac{\theta}{T} = \sqrt{2 / \Delta \omega \cdot \tau} \cdot \frac{\overline{U_{\Sigma}^2}}{U_{\text{пп}}^2 [(\pi \cdot D / 2F)^2 + 1]}, \quad (2.29)$$

$$\frac{\theta_{\text{пор}}}{T} = \sqrt{\frac{2}{\Delta \omega \cdot \tau}}, \quad (2.30)$$

де  $\tau$  - постійна часу ФНЧ.

З (2.29) видно, що мінімальне значення  $\frac{\theta}{T}$  досягається при  $(\pi D / 2F)^2 \gg 2$ . Для нефокусованого ПП  $\overline{U_{\Sigma}^2} = 2 \overline{U_{\text{пп}}^2}$  і чутливість в 2 рази гірша.

#### 2.4.1 Еліптична ввігнута фокусуюча лінза

З розгляду різних способів фокусування випливає, що найбільше значення  $D/2F$  отримуємо із двоввігнутою лінзою, для якої:

$$\frac{D}{2F} = 2 \sqrt{\frac{1-n}{1+n}}, \quad (2.31)$$

де  $n=c_{\text{в}}/c_{\text{л}}$ ,  $c_{\text{в}}=1,5 \cdot 10^3$  м/с,  $c_{\text{л}}$  - швидкість звуку у воді й лінзі відповідно;  $F$  - фокусна відстань лінзи.

У випадку лінзи з оргскла ( $c_{\text{л}}=2,7 \cdot 10^3$  м/с,  $n=0,56$ ):  $(\pi D/2F)^2 \leq (1,1\pi)^2=12$ , а лінзи з полістиролу ( $c_{\text{л}}=2,37 \cdot 10^3$  м/с,  $n=0,63$ ):  $(\pi D/2F)^2 \leq (0,95\pi)^2=9$ , тобто на 25% менше, чим для лінзи з оргскла. Суттєво, щоб лінза була безабераційною, тобто еліптичною.

З (2.31) видно, що зі збільшенням  $F$  необхідно пропорційно збільшувати  $D$ . Однак, при цьому, згідно (1.2), буде зменшуватися  $\overline{U_{\text{пп}}^2}$  і умова  $\overline{U_{\text{yc}}^2} \ll \overline{U_{\Sigma}^2}$  може перестати виконуватися. У цьому випадку необхідно, наскільки можливо, збільшити відношення  $l_0/\epsilon_{33}$ . Оскільки  $l_0 f_0 = Nt$  - частотному коефіцієнту для коливань по товщині,  $l_0$  - однозначно пов'язане із частотою  $f_0$ , яку з міркувань проникнення УЗ у тіло людини на глибину зондування без помітного загасання доцільно вибрати  $\approx 1$  МГц. З можливих п'єзокерамік слід вибрати з найменшим значенням  $\epsilon_{33}$ . Такою, наприклад, є PZT-6В з параметрами  $N_t=2225$  м/с,  $z_0=35 \cdot 10^6$  Па·с/м,  $\epsilon_{33}=7,1$  Кл/м<sup>2</sup>. Якщо вибрати  $D=56$  мм ( $F=28$  мм) і ( $f=0,5$  МГц, то з (1.1) і (1.2) одержимо :

$$\overline{(U_{\Sigma}^2)}^{\frac{1}{2}} = 7,4 \text{ мкВ}.$$

У роботі використовувався ПП із  $D=28$  мм,  $F=14$  мм,  $l_0=2,6$  мм із п'єзокераміки PZT-8 ( $\epsilon_{33}=13,2$  Кл/м<sup>2</sup>,  $z_0=35 \cdot 10^6$  Па·с/м),  $R=550$  Ом. Для  $\Delta f=0,5$  МГц:  $\overline{(U_{\Sigma}^2)}^{\frac{1}{2}} \approx 8,1 \text{ мкВ}$ ,  $C_{\text{оп}}=2,2$  нФ.

#### 2.4.2 Електричний шумовий еталон фокусованого п'єзоприймача

В експериментах по реєстрації теплового акустичного випромінювання, проведених в ІРТЕ АН СРСР, а потім РАН, застосовувався модуляційний акустотермометр, який через блок модулятора, заповнений водою, з акустично прозорим вікном, притуляли до шкіри пацієнта. Шумовий акустичний сигнал з тіла пацієнта модулювався обертовим обтюратором. При відкритому модуляторі на ПП надходило випромінювання від досліджуваного об'єкта, при закритому - з води, що заповнює модулятор. Ці сигнали близькі по величині. Відповідний до них середній квадрат напруги на виході нефокусованого ПП (без власного шуму ПП) визначається виразом (2.27).

У випадку фокусованого ПП середній квадрат напруги на його виході  $\overline{U_{\Sigma}^2} \gg \overline{U_{\text{пп}}^2}$ , тому такий спосіб модуляції не підходить. У справжній роботі здійснювалася модуляція

напруги на виході ПП за допомогою електронної комутації входу ПВЧ із ПП на еталон, що має таку ж, як і ПП АЧХ та із близьким значенням середнього квадрата напруги на виході.

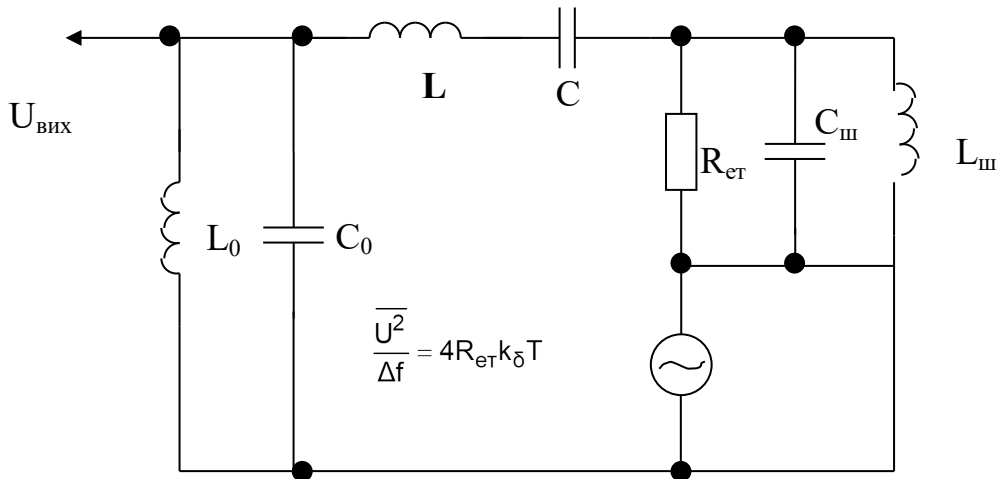


Рисунок 2.9 - Схема еквівалентна смугового електричного еталона шуму

У якості такого еталона розглядалися два варіанти. Перший - незфокусований ПП із тією ж частотою  $f_0$ , але з меншим в 3,75 раз діаметром  $D_{ет}=D/3,75=28/3,75 \cong 8$  мм і  $R=550 \cdot 14=7700$  Ом і реактивними елементами, що утворюють смуговий фільтр для теплового шуму цього резистора та рівними значенням елементів еквівалентної схеми акустичного еталона.

Схема електричного еталона представлена на рис.2.9.

Елементи смугового електричного еталона шуму визначаються в такий спосіб ( при  $k_t=0,51$  ( $\beta=k_t^2=0,26$ )):

$$C_{оет}=157\text{пФ}, \omega_1=\omega_0(1-8\beta/\pi^2)^{1/2},$$

$$L_0=1/\omega_0^2(C_0+C_{каб}), C=C_{оет}(8\beta/\pi^2)/(1-8\beta/\pi^2), L=1/\omega_1^2 C.$$

#### 2.4.3 Електронний комутатор фокусованого п'єзоприймача і шумового еталона

Комутатор виконаний на польових транзисторах із вбудованим n- каналом (рис.2.10). Транзистори цього типу при напругах стік-джерело обох знаків і менших 1В, являють собою керовані резистори, опір яких мінімальний при напрузі затвор-джерело  $U_{зд}=0$  і дуже великий при  $|U_{зд}| > U_{відс}$  -напруги відсічення.

Запропонована схема є оригінальною. Як шумовий еталон, так і еквівалент антени (рис.2.9) представляють зв'язані контури зі смугою пропускання, у якій середній рівень шумової напруги визначений напругою шуму на частоті:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \sqrt{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}} \cdot f_0. \quad (2.32)$$

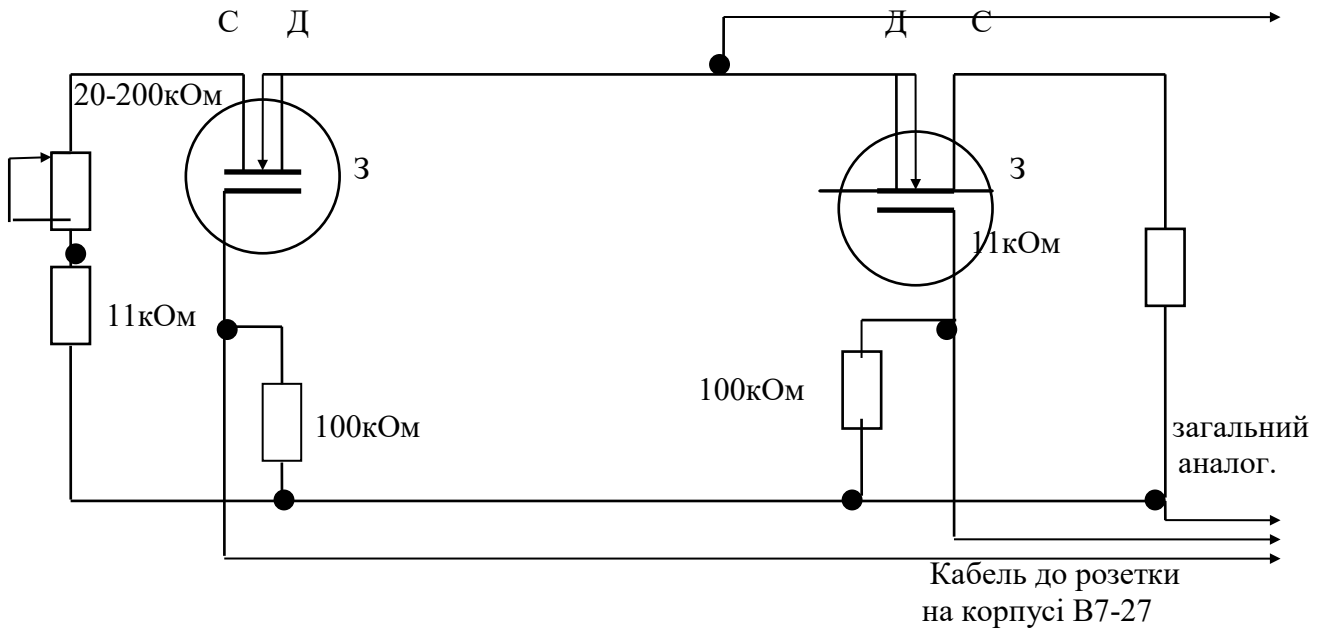


Рисунок 2.10 - Принципова електрична схема електричного комутатора

Еквівалентна схема на цій частоті представлена на рис.1.3.

Вважаючи, що в інтервалі  $\Delta f : R = R_d + \Delta R$ , одержимо,

$$\overline{U_{ш}^2} = 4 \cdot (R_d + \Delta R) \cdot k_b \cdot T \cdot \Delta f_{ст} \quad (2.32)$$

Із цього випливає, що опір  $r_{сд}$  (при  $U_{зд}=0$ ) повинен бути набагато менше  $(R_d + \Delta R)$ .

Канал ПТ може бути об'ємним (транзистори з керуючим р-п переходом) і поверхневим (транзистори з ізольованим затвором) [60].

Опір транзистора з керуючим р-п переходом мінімальний при напрузі на затворі відносно джерела  $U_{зд}=0$ . У довідниках звичайно приводиться величина початкового струму стоку  $I_{поч}$  при напрузі  $U_{сд нас}$ , а також напруга відсічки  $U_{зд відс}$ . Завжди виконується рівність:

$$U_{сд нас} = U_{зд} - U_{зд відс} \text{ або } U_{сд нас} = -U_{зд відс} \text{ при } U_{зд}=0. \quad (2.33)$$

Тому величину  $r_{сд0}$  можна визначити по формулі [40]:

$$r_{cd0} = \frac{U_{cd.нас}}{2I_{c.нас}} = -\frac{U_{зд.відс}}{2I_{поч}} > 0. \quad (2.34)$$

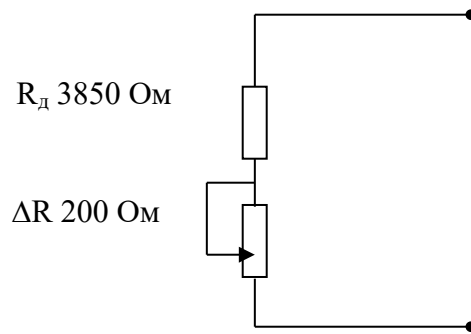


Рисунок 2.11 - Еквівалентна схема шумового еквівалента на частоті  $f_l$

При використанні в макеті акустотермометра в якості підсилювача смугового шуму мікровольтметра ВЗ-57 і виборі значення  $r_{cd0}$  слід врахувати, що смуга пропускання мікровольтметра 5 МГц, тобто в 10 раз більше, ніж смуга еталона (еквівалента) 0,5 МГц, а отже й  $\overline{U_{шгс0}^2} = 4 \cdot r_{co} \cdot k_b \cdot T \cdot \Delta f_{підс} = 10 \overline{U_{шет}^2}$ . Тому для виконання умови  $r_{cd} \ll (R_d + \Delta R)$  на виході підсилювача необхідно, щоб на його виході виконувалася умова:

$$\overline{U_{шгс0}^2} \ll \overline{U_{шдт}^2} \text{ або } r_{co} \cong 10 \cdot 2 R_d \cong 40 \text{ Ом}. \quad (2.35)$$

У традиційних схемах використання ПТ, так само як і БТ, вони працюють на активне навантаження, у якості якого часто використовують другий ПТ, який відкривається зі зрушенням на  $90^\circ$  щодо першого (послідовно-паралельна схема ключа). Це особливо важливо при малих значеннях напруг, що підключаються. У цьому випадку активне навантаження було б потрібно при роботі тільки одного ПТ і розімкнутих контактах 2-1 іншого (рис.1.4), коли на стиках через перехідну ємність від замикаючого імпульсу першого ПТ утворюється великий НЧ сигнал. При замкнених контактах цей сигнал закорочується індуктивністю  $L$  у ланцюзі відкритого ПТ.

Критерієм правильності схеми комутації шумових сигналів еталона (еквівалента) може служити рівність шумової напруги в загальній точці 1 при включеній комутації та у точці 1 при розімкнутих контактах 1-2:

$$\overline{U_{шс}^2} = \overline{U_{шет}^2}. \quad (2.36)$$



Принципова схема електронного комутатора в блок-схемі акустотермометра зображена на рис.2.12.

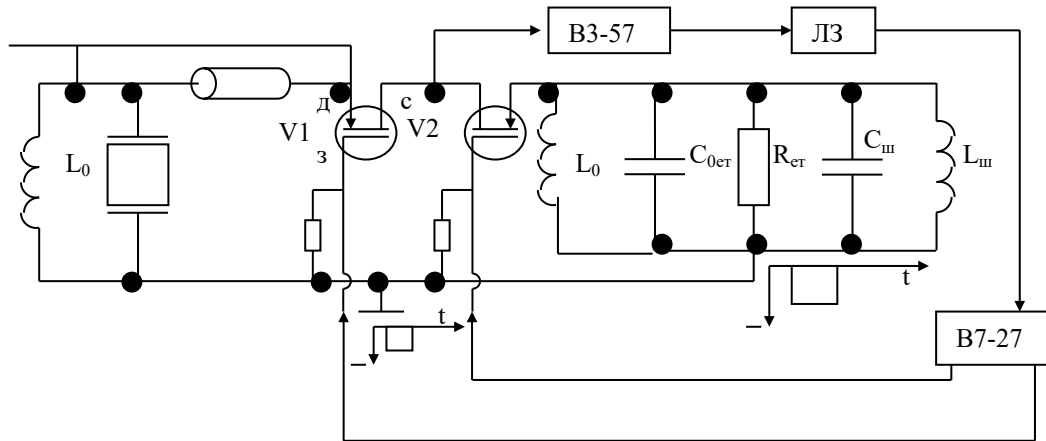


Рисунок 2.12 - Принципова схема електронного комутатора в блок-схемі акустотермометра

#### 2.4.4 Блок-схема макета акустотермометра

Експерименти по вимірювання температури біологічних об'єктів по їхньому тепловому акустичному випромінюванню, прийнятому за допомогою п'єзоелектричних приймачів, проводилися на базі серійних приладів. Основою для з'єднання приладів була наведена в [5] схема модуляційного методу вимірювання слабких шумових сигналів на фоні інтенсивних шумів приймача. Блок-схема акустотермометра, використана в [6, 8], наведена на рис.2.13.

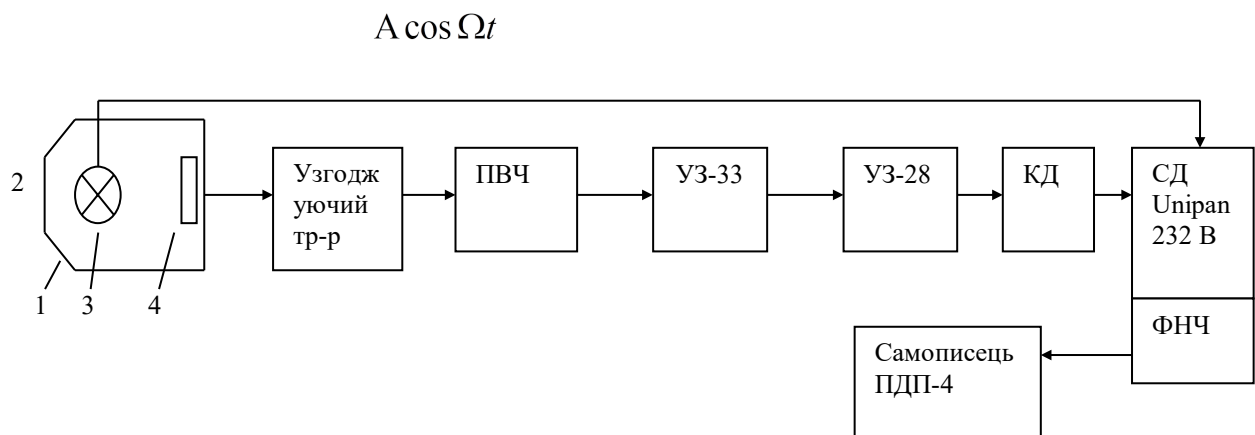


Рисунок 2.13 - Блок схема акустотермометра з робіт [6, 8]

Акустотермометр через блок модулятора 1, заповнений водою, з акустично прозорим вікном 2 приводиться до контакту з об'єктом вимірювання, наприклад, зі шкірою пацієнта. Шумовий акустичний сигнал з тіла пацієнта модулюється обтюратором 3, який обертається

електродвигуном, і надходить на пьезоперетворювач 4. Сигнал з його виходу через трансформатор подається на широкосмуговий ВЧ підсилювач (послідовно з'єднані підсилювач для ВЧ сквіда, УЗ-33 і УЗ-28 ), детектується квадратичним детектором (КД) і перетворюється в постійну складову за допомогою СД типу Unipan 232В разом із ФНЧ, на який подається опорна напруга з модулятора.

Постійна складова з виходу ФНЧ реєструється самописом ПДП-4 із зовнішньою часовою розгорткою. У роботах [6, 8] і інших електрична схема методу не аналізувалася, а точність вимірювання температури виявилася значно нижче, ніж теоретична флуктуаційна. Такий аналіз даних в [27]. З нього, зокрема, випливає, що причиною малої точності є відсутність шумового узгодження на вході ПВЧ і недостатня ступінь стабільності балансу СД, на яку модуляція не має ніякого впливу. Вільним від вимоги стабільності балансу СД є запропонований в [27] метод.

Для його реалізації підходять 2 серійних прилади: мікровольтметр ВЗ-57 і вольтметр універсальний цифрової В7-27 (В7-27А, В7-27А/1).

Мікровольтметр ВЗ-57 (10мкВ – 300В; 5 Гц–5 МГц;  $R_{вх}=5$  МОм) є широкосмуговим підсилювачем і призначений для вимірювання середньоквадратичного значення напруги змінного струму довільної форми.

Вольтметр універсальний цифрової В7-27 (В7-27А, В7-27А/1) призначений для вимірювання постійної та змінної напруги, опору, постійного струму, температури. Принцип дії вольтметра полягає в перетворенні вимірюваної фізичної величини в постійну напругу з наступним її виміром аналого-цифровим перетворювачем інтегруючого типу.

Розглянемо деякі перетворювачі, у яких використовується модуляційний метод перетворення.

#### 1. Підсилювач високої частоти широкосмуговий мікровольтметра ВЗ-57.

У якості ПВЧ у роботі використаний підсилювач серійного мікровольтметра ВЗ-57, призначеного для вимірювання середньоквадратичного значення напруги змінного струму довільної форми та спектром частот у діапазоні 5 Гц - 10 МГц, що і має на піддіапазоні 0,03мВ ціну поділки 0,5 мкВ. Це означає, що рівень наведення, а також власних шумів, перерахованих на вхід підсилювача ще менше, що внаслідок виконання умови  $(\overline{U_{yc}^2})^{1/2} \ll 7$  мкВ дозволяє досягати граничної чутливості. Висока чутливість ПВЧ забезпечується входом ПВЧ, зібраним за диференціальною схемою на ПТ (типу 2П303В), що мають дуже малий рівень власного шуму.

Підсилювач ВЧ складається із вхідного (екранованого), попереднього і вихідного підсилювачів, що мають коефіцієнт передачі (перші два - калібровані) 30 дБ кожний. З контрольної точки на виході підсилювача напруга подавалася на лінійний (амплітудний) детектор.

У самому ВЗ-57 посилена напруга подається на лінійний перетворювач середньоквадратичних значень (ПСЗ).

Квадратичне перетворення та усереднення відбувається за допомогою сигнального терморезистора, що через інерційність не дозволяє виділяти часову складову із частотою модуляції. Однак, наявність ПСЗ дозволяє контролювати абсолютне значення напруги шумів по лінійній шкалі приладу.

При  $\overline{(U_{\Sigma}^2)}^{\frac{1}{2}} = 7,5 \text{ мкВ}$  на вході підсилювача на його виході:

$$U_{\text{вих}} = 7,5 \cdot 10^{-6} \cdot 3,16 \cdot 10^4 = 0,24 \text{ В.}$$

2. Інерційний детектор модульованого низькою частотою широкопasmового шуму.

Детектор являє собою однопівперіодний детектор з ємнісним фільтром. Він призначений для виділення змінної частини випрямленого середнього значення напруги шумів. Як випливає з (1.2),  $\Delta U/U = 0,5 \Delta T/T$  (оскільки  $\Delta T \ll T$ ). Очевидно, що й значення граничної чутливості буде в 2 рази більше (тобто чутливість в 2 рази гірше), ніж при квадратичному детектуванні і визначається по (2.26) і (2.27).

Нехай чутливість рівна  $1^\circ \text{C}$  ( $3 \cdot 10^3$ ), тоді розмах змінної напруги із частотою модуляції буде рівний  $\Delta U/U = 0,5/310 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ , або в розглянутому випадку  $\Delta U = 0,36 \text{ мВ}$ .

Зібрана нами схема амплітудного детектора (АД) представляла однопівперіодний діодний детектор з ємнісним ФНЧ, постійна часу якого  $\tau = RC$  задовольняє умові:  $\tau \ll 1/f_m = 4 \cdot 10^{-2}$ ;  $\tau = 1,3 \cdot 10^{-2} \text{ с}$ .

2. Перетворювач опору в постійну напругу універсального вольтметра В7-27 для збільшення відношення модуляційної складової до теплових флуктуацій напруги на виході інерційного детектора.

Імпульси модульованої напруги із частотою 25 Гц від пристрою запуску блоку подаються по черзі на затвори ПТ і СД і паралельно у фазі на затвори ПТ електронного комутатора. При цьому постійна напруга на виході максимальна. Оскільки при зміщенні фаз на  $90^\circ$ , вона дорівнює нулю, такий детектор ще називається в літературі фазовим. Постійна часу 1 с дозволяє спостерігати за зміною температури в тілі практично в реальному масштабі часу.



Оскільки точність вимірювання визначається нижньою межею вимірювання, то на межі вимірювання 1 Ом (або 10 мВ) вона рівна  $0,001/1 = 10^{-3} (0,1\%)$ . Вольтметр забезпечує вимір опору постійному струму з основною погрішністю, що  $\pm [0,5 + 0,2(R_K/R - 1)]\%$  допускається, де  $R$  – дійсне значення вимірюваної величини, а  $R_K$  – номінальне значення встановленої границі. При  $R_K/R=1$  ця похибка рівна  $\pm 0,5\%$ . Ця розбіжність пов'язана з тим, що похибка  $\pm 0,5$  ставиться до абсолютного значення опору (напруги).

Підсилювальний каскад А1 має коефіцієнт передачі рівний 10, при вимірюванні опорів на межі 1 Ом (ключ S1 розімкнутий) і рівний 1, при вимірюванні опорів на межі 10 Ом і температури (ключ S1 замкнутий і А1 є повторювачем напруги). Значення  $K_{\text{підс}}=10$  можна одержати також із співвідношень для неінвертуючого каскаду:

$$K_{\text{підс1}} = 9,75 \div 10,4. \quad (2.37)$$

Точне значення встановлюється потенціометром R8 ( $150 \text{ Ом} \pm 10\%$ ) при калібруванні. Опір R7 ( $1,1 \text{ кОм} \pm 10\%$ ).

Коефіцієнт передачі неінвертуючого підсилювача А2 можливо визначити

$$K_{\text{ус2}} = \frac{R16 + R12}{R12} = \frac{20 + 1,54}{1,54} = 14. \quad (2.38)$$

Резистори R7 ( $1,1 \text{ кОм} \pm 10\%$ ), R17 ( $3 \text{ кОм} \pm 10\%$ ), також як і резистори R26 ( $1,1 \text{ кОм} \pm 10\%$ ), R37 ( $1,1 \text{ кОм} \pm 10\%$ ) в УПТ після відводу 5 ОУ типу 140УД9, 140УД1Б, служать для збільшення вхідного опору ОУ від 150 Ом для першого типу й 700 Ом для другого.

З рис.2.13 і рис.2.14 видно, що опір між аналоговим інвертуючим входом і загальним, рівний  $R \pm 10$  ( $240 \text{ Ом} \pm 0,5\%$ ), а опір у ланцюзі ООС (паралельне  $R6=510 \text{ кОм}$ ) при розімкнутому ключі S1 рівний  $R8+R9$ , що і використане при розрахунках  $K_{\text{підс1}}$ .

#### 4. Перетворювач температури (рис.2.7).

Термодатчиком є безкорпусний транзистор Т типу КТ384А, установлений у датчику температури. Параметром, що несе інформацію про температуру датчика, є зміна напруги на переході емітер-база при зміні струму емітера між двома фіксованими рівнями відмінними від нульового.

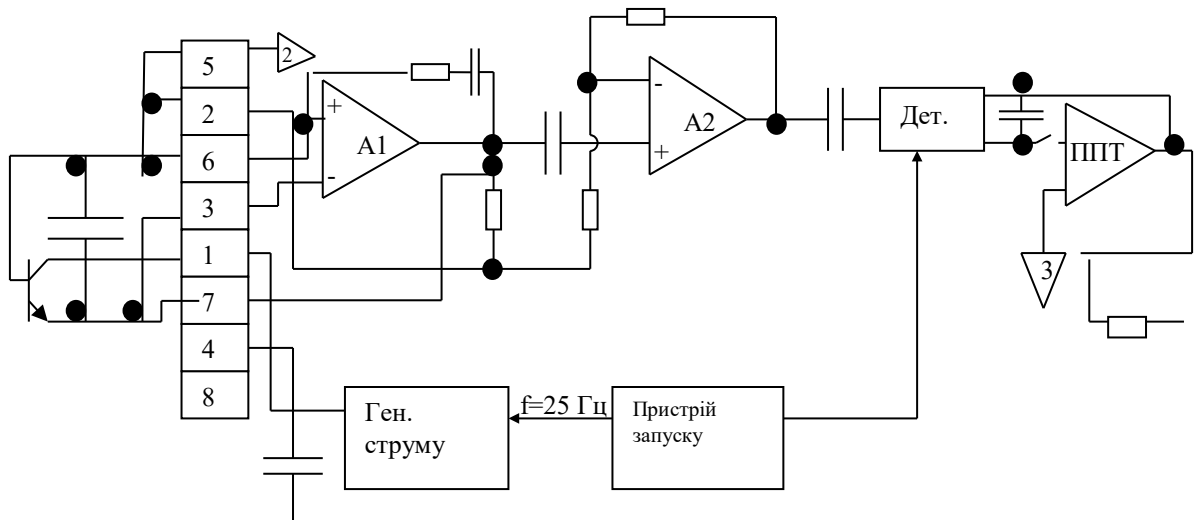


Рисунок 2.15 - Структурна схема перетворювача температури в постійну напругу

Якщо через транзистор пропускати емітерний струм, що змінюється з деякою частотою між двома рівнями  $I_1$  і  $I_2$  ( $I_1 > I_2$ ), то зміна напруги  $\Delta U$  на переході емітер-база буде прямо пропорційно температурі переходу  $T_x$ :

$$\Delta U = T_x \frac{k_6}{q} \ln(I_1/I_2) \text{ або } \Delta U = T_x k_1, \quad (2.39)$$

де  $k_6 = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/ К,  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кул. Це співвідношення випливає з виразу для струму діода, яким і є проміжок емітер-база:

$$I = I_0 e^{+\frac{k_6 T_x}{qU}}. \quad (2.40)$$

Перетворювач складається з термодатчика  $T$ , імпульсного генератора струму, підсилювача змінної напруги, синхронного детектора, підсилювача постійного струму. Кілька функціональних вузлів (пристрій запуску, підсилювач змінної напруги  $A1$ ,  $A2$ , синхронний детектор) є загальними для перетворювачів опору і температури.

Генератор струму виконано на ПТ  $V1$  (2П303Г). Рівні струмів через датчик температури задаються резисторами :

$R2(120 \text{ кОм} \pm 0,5\%, I_2 = \frac{12 \text{ В}}{120 \cdot 10^3 \text{ Ом}} = 0,1 \text{ мА})$  або  $20 \text{ кОм}$  (паралельне з'єднання  $R2$  і  $R4 = 24 \text{ кОм} \pm 0,5\%, I_1 = 12 \text{ В} / 20 \cdot 10^3 = 0,6 \text{ мА}$ ). Т.ч.  $I_1/I_2 = 0,6/0,1=6$ ,  $\ln 6 = 1,8$  і  $K_1 = \frac{1,38 \cdot 10^{-23}}{1,6 \cdot 10^{-19}} 1,8 = 1,55 \cdot 10^{-4} \text{ В/К}$ . При  $T_x = 273 \text{ К}$  ( $0^\circ\text{C}$ )  $\Delta U = 2,73 \cdot 10^2 \cdot 1,55 \cdot 10^{-4} = 42,5 \cdot 10^{-3} \text{ В} = 42,5 \text{ мВ}$ , при  $T_x = 298 \text{ К}$  ( $25^\circ\text{C}$ ), для якої приводиться зміна напруг  $\Delta U = 2,98 \cdot 10^2 \cdot 1,55 \cdot 10^{-4} = 46 \cdot 10^{-3} \text{ В}$ . Це збігається зі значенням  $50 \pm 5 \text{ мВ}$  у т.КТ1 (ст.102 ТЕ).

Виводи перетворювача температури з роз'єму X13 надходять на роз'єм X5 блоку комутації, а частина з них на розетку "TR (1,10 Ом)" (рознімання X2). З рис.1.6 видно, що контакти 3 і 7 з'єднанні разом. Такими ж вони представлені і на рис.1.7, чим виправлена помилка в структурній схемі перетворювача температури в ТЕ вольтметра, де з 3 з'єднаний контакт 1. На рис.2.14, 2.15 контакт 5 (загальний аналоговий) і 2 (загальний сигналу) з'єднані, шунтую ланцюжок R14, C10.

Епюра напруги (відносно загального аналогового виводу) на виході підсилювача A1 (контрольна точка КТ1) при вимірюванні температури  $25^\circ\text{C}$  представлена на рис.2.16.

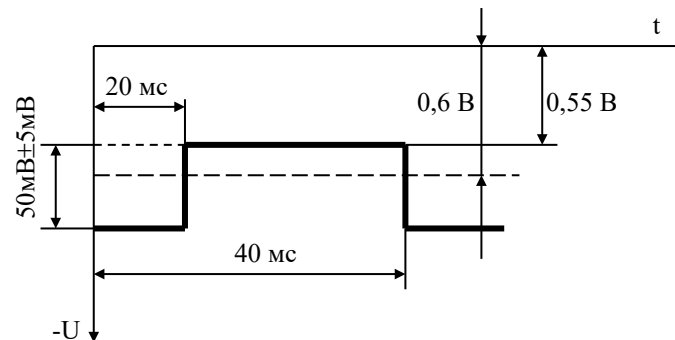


Рисунок 2.16 - Епюра напруги на виході A1

Видно, що напруга має постійну складову від'ємної полярності  $0,6 \text{ В}$  і пульсації з розмахом  $50 \pm 5 \text{ мВ}$  і частотою  $f=25 \text{ Гц}$  ( $T=40 \text{ мс}$ ). Оскільки при вимірі температури A1 є повторювачем напруги, то такі ж значення, тільки позитивної полярності, і на інвертуючому вході A1. Розмах пульсацій  $45\text{--}55 \text{ мВ}$  збігається з оцінкою  $\Delta U$  для  $t=25^\circ\text{C}$ , зробленої вище та рівної  $46 \text{ мВ}$ . Величина  $0,6 \text{ В}$  близька до величини напруги відкритого кремнієвого діода  $0,7 \text{ В}$ , прийнятої в інженерних розрахунках.

При подачі зазначеної вище напруги на інвертуючий вхід підсилювача A2 постійна складова відтинається конденсатором C8 ( $5 \text{ мкФ}$ ) ланцюжка C8-R11 ( $100 \text{ кОм}$ ) з постійною часу  $\tau=0,5 \text{ с} \gg 40 \text{ мс}$ , а імпульсна складова підсилюється до  $\Delta U=0,054 \cdot 14=0,7 \text{ В}$ . Відповідна

епюра напруги перед розділовим конденсатором (у КТ2) приведена на рис.2.17,а і на виході 5 підсилювача А2 (рис.1.9,б) у ТЕ (ст. 103,115 відповідно).

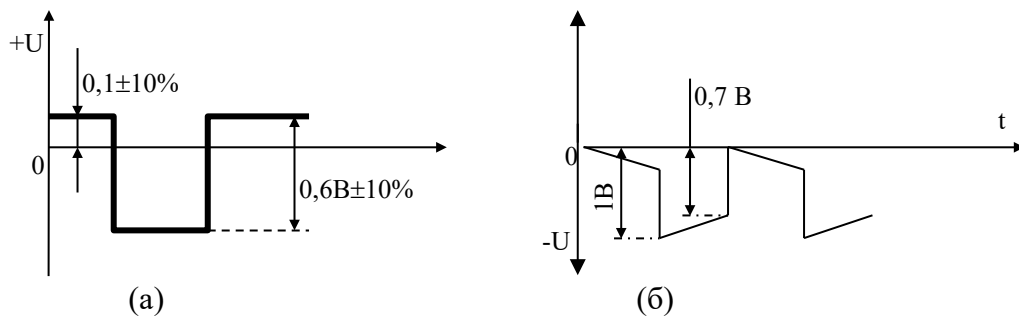


Рисунок 2.17 - Епюри напруги: (а) - у КТ2 ; (б) - на виході 5 А2

### 5. Синхронний детектор перетворювача.

СД виконаний на двох ПТ V4 і V5 типу 2П303Г (КП303Г), що працюють у режимі по черзі розмикаючих ключів, який є частковим випадком керованого резистора при  $U_{\text{си}} > 0$ . При цьому їх стоки з'єднані разом, а джерело V4 з виходом «-», що має нульовий потенціал стосовно загального аналогового виходу, а джерело V5 з конденсатором фільтра С17 (30мкФ) через резистор R27 із загальним аналоговим виводом. На затвори ПТ подаються імпульси негативної полярності амплітудою  $\approx 12 \text{ В}$  відносно їхніх джерел. Під час відсутності імпульсу  $U_{\text{зи}} = 0$  і опір транзисторів для напруги  $U_{\text{сд}} > 0$  мінімальний.

Черговість подачі негативних імпульсів на затвори V4 и V5 така, що в момент вступу негативної півхвилі напруги на стоки V4 відкритий, V5 замкнений, тому  $U_{\text{с}} = 0$ . У момент вступу позитивної півхвилі - V4 замкнений, V5 відкритий. ПТ діє в цьому випадку як діод у схемі амплітудного детектора. Епюри напруг на електродах V4 і V5 наведені на рис.2.18.

Постійна напруга з конденсатора С17 подається на інвертуючий вхід підсилювача А3. Коефіцієнт передачі його визначається ланцюгом ООС, утвореної резисторами R28 (1 кОм(10%), R26 (8,06 кОм(0,5%) і R24 (1,12 кОм(0,5%)). Він рівний:

$$K = (R28 + R26) / R24 = (1 + 8,06) / 1,82 = 5. \quad (2.41)$$

Для вимірювання температури в градусах Цельсія в перетворювач температури введене джерело напруги зсуву (резистори R21, R22, R23, R25, стабілітрон V6 типу 2818Д з  $U_{\text{ст}} = 9 \text{ В}$ ):

$$U_{\text{сд}} = R25 \cdot U_{\text{ст}} / (R22 + R23 + R25) = 0,569 \cdot 9 / (1,5 + 8,98 + 0,569) = 0,465 \text{ В}. \quad (2.42)$$



Епюра напруги на джерелі має вигляд меандру з амплітудою 0,6 В як для випадку відсутності ємності ФНЧ.

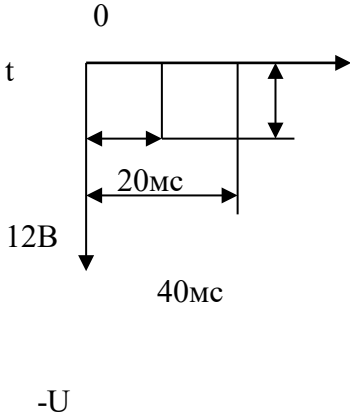
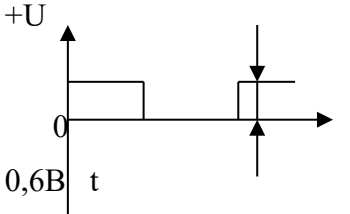
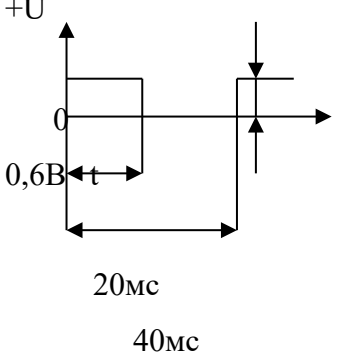
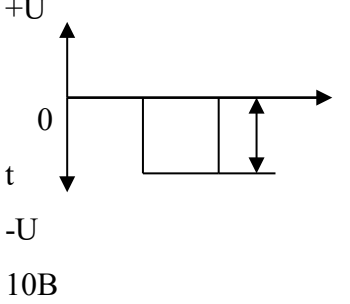
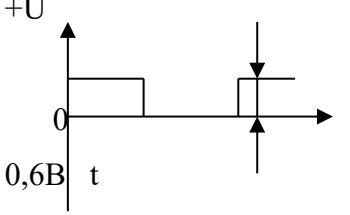
Позначення	Епюра на джерелі	Епюра на затворі	Епюра на стоці
V4	—		
V5			

Рис.2.18. Епюри напруг на електродах V4 і V5

Вона подається на неінвертуючий вхід АЗ и рівна напрузі на інвертуючому вході при 25°C.

#### 6. Підсилювач постійного струму (рис.2.19).

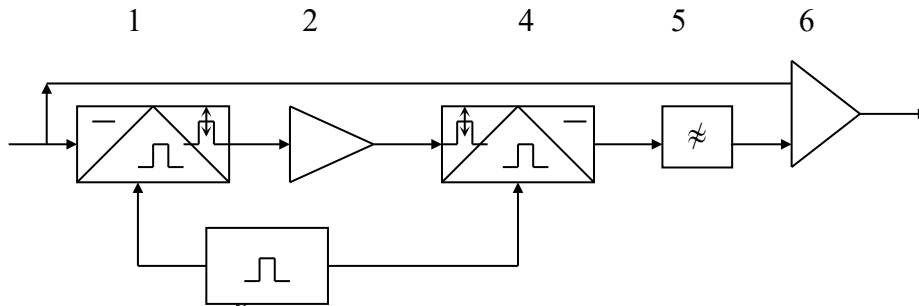
ППТ призначений:

- для перетворення рівнів вимірюваних напруг до рівнів діапазону входних напруг АЦП, тобто до рівнів, що не перевищують 2В;
- для забезпечення високого входного опору й малих входних струмів вольтметра.

Завдяки його застосуванню вольтметр забезпечує вимірювання постійного струму від 1 нА на межі вимірювання 1мкА і постійної напруги +, - від 100 мкВ на межі вимірів 100 мВ.

1-5 - канал типу МДМ ( модуляція-демодуляція) (рис.1.17), визначає часовий і температурний дрейф нуля.

Модулятор 1 перетворює вхідну постійну напругу в періодичну послідовність імпульсів. Вихідна напруга модулятора 1 підсилюється підсилювачем 2. Посилений сигнал перетвориться демодулятором 4 і фільтром НЧ 5 у постійну напругу й надходить на один із входів диференціального каскаду підсилювача 3.



1 - модулятор; 2 - підсилювач змінного струму; 3 - генератор напруги, що модулює; 4 - демодулятор; 5 - ФНЧ; 6 - підсилювач постійного струму

Рисунок 2.19 - Функціональна схема УПТ

При роботі вольтметра в режимі вимірювання струмів і при вимірюванні постійної напруги на межі 100 мВ,  $K_{\text{підс}}=10$ , точне значення якого встановлюється змінним резистором R11 ( $6,8 \text{ кОм} \pm 20\%$ ) у блоці комутації. Для установки вхідного струму підсилювача, рівним нулю, призначений змінний резистор R14 ( $22 \text{ кОм} \pm 10\%$ ).

Для установки напруги зсуву на виході підсилювача, рівною нулю, призначений змінний резистор R15 ( $100 \text{ кОм} \pm 10\%$ ).

Канал МДМ УПТ функціонально аналогічний перетворювачу опору, однак, відрізняється меншою чутливістю по напрузі (100 мкВ замість 10мкВ), а, отже й меншим коефіцієнтом перетворення (10 замість 100). Більша і частота модуляції (115 Гц замість 25Гц), що забезпечує високий вплив. Зазначена відмінність обумовила структурну відмінність блоків каналу.

Модулятор 1 виконаний на польових транзисторах з ізольованим затвором із вбудованим каналом n-типу V3 і V4 типу 2П305Г (КП305Т), включених за послідовно-паралельною схемою.

У якості генератора напруги, що модулює, 3 використовується мультивібратор, зібраний на транзисторах V5, V14 (2Т201Б).

Підсилювач 2 зібраний на транзисторі V15 (2П303А) і мікросхемі А1 (140УД1Б).

Демодулятор (синхронний детектор) зібрано на ПТ V16 (2П303Г), включеному паралельно ФНЧ. На його затвор подається напруга, епюра якого представлена на рис.2.20.

Фільтр нижніх частот складається з конденсатора C11 (5 мкФ) і резистора R27 ( $2,2\text{кОм} \pm 10\%$ ).

Підсилювач 6 виконаний на польовій парі транзисторів А2 (504НТ1А), мікросхемі А3 (140УД1Б) і транзисторі V18 (2Т312Б).

Увесь ППТ охоплений послідовною ООС по напрузі (резистори R5-R11 у блоці комутації), що визначає стабільність коефіцієнта передачі.

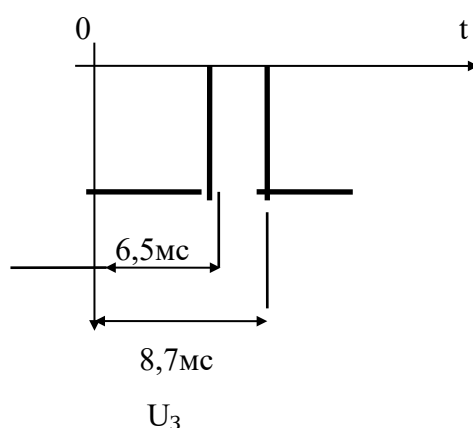


Рисунок 2.20 - Епюра напруги на затворі ПТ V16

Для захисту підсилювача від перевантаження введений ланцюг V7-V12.

У модифікаціях В7-27, В7-27А в якості ППТ використовується підсилювач операційний, розташований на платі інтегратора. Малі рівні залишкових напруг визначаються в основному параметрами МДМ каналу. Великий коефіцієнт підсилення визначається в основному паралельним ВЧ каналом.

Підсилювач являє собою мікровузол, до складу якого входять 3 мікроскладання: «Підсилювач двоканальний », «Генератор імпульсів», «Блок резисторів». Мікровузол залитий компаундом і ремонту не підлягає.

Модулятор зібрано на одному ПТ типу 2П306Б, включеному за паралельною схемою.

Таким чином побудуємо акустотермометр у такий спосіб: у мікрровольтметрі В3-57 будемо використовувати його ширококутовий підсилювач, а у вольтметрі універсальному цифровому В7-27 - блок модуляції постійної напруги; підсилювач змінної напруги; синхронний детектор; НЧ фільтр; цифровий вимірник напруги, пропорційного різниці температур тіла й еквівалентної температури шумового еталона.



Рисунок 2.21 - Блок-схема макета динамічного одноканального акустотермометра

Еквівалентом фокусуєного перетворювача є електронна схема з опором у якості генератора теплового шуму з інтенсивністю, рівній сумі інтенсивностей прийнятого акустичного випромінювання тіла і власного шуму п'єзоперетворювача.

Аналогічна схема слугує як шумовий еталон.

Почергова подача шуму з еквівалента перетворювача і шумового еталона на вхід підсилювача ВЗ-57 здійснюється електронним комутатором.

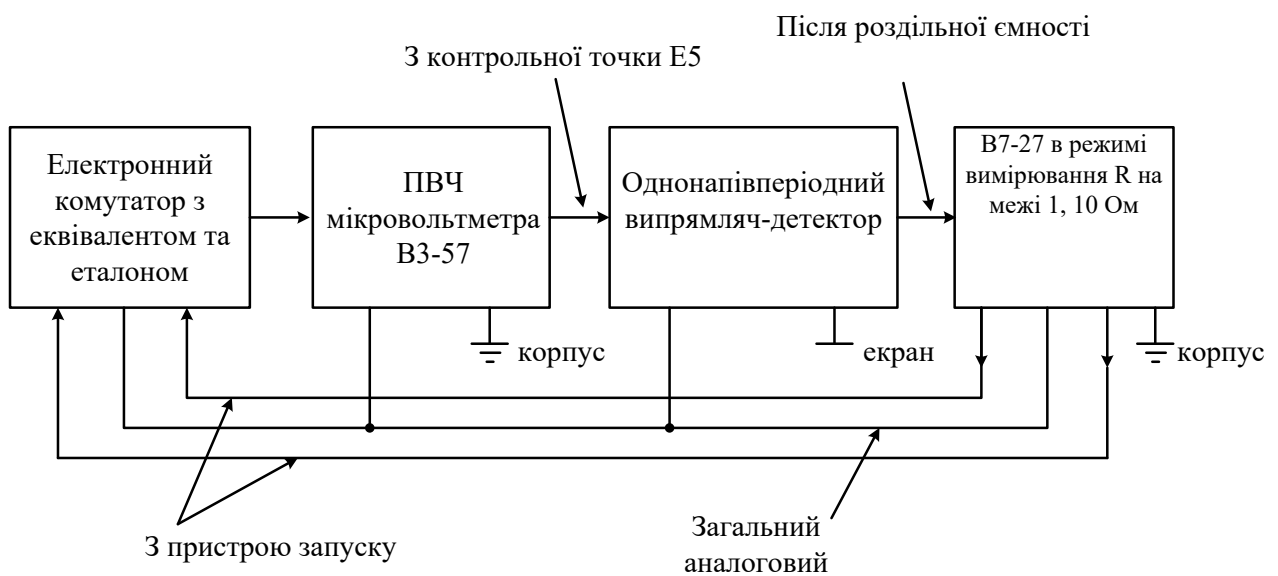
Блок-схема макета динамічного одноканального акустотермометра наведена на рис.2.21.

### РОЗДІЛ 3

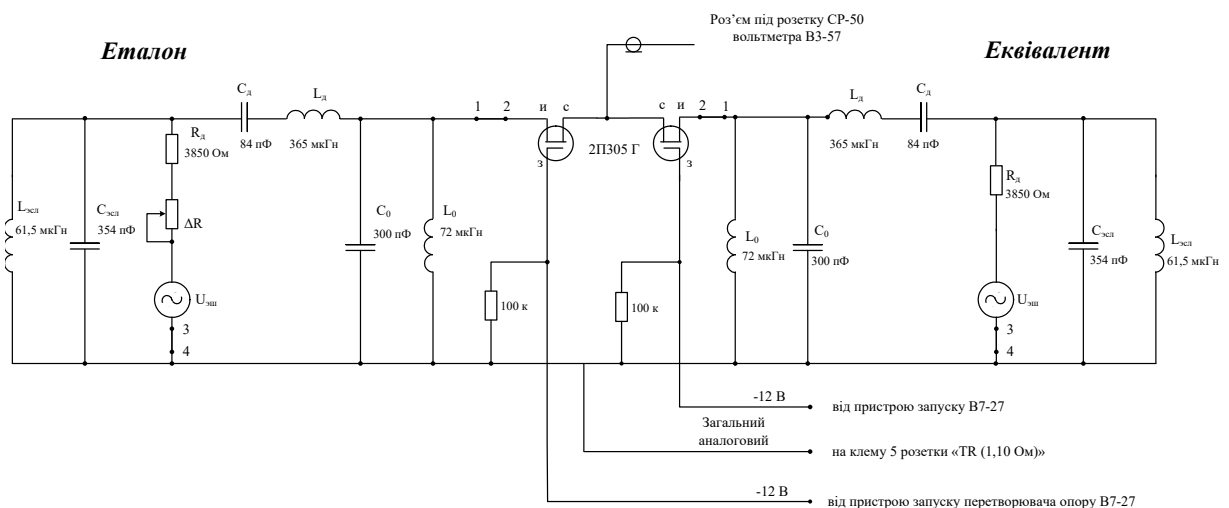
## ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНІ МЕТОДИ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАСИВНИХ АКУСТИЧНИХ СИСТЕМ

При експериментальному дослідженні схеми фокусуючий перетворювач замінюється еквівалентною схемою, яка аналогічна шумовому еталону (рис.3.1,б).

Блок-схема з'єднань електронного комутатора з еквівалентом і еталонем шуму й однополуперіодного випрямляча-детектора із серійним мікровольтметром В3-57 і універсальним цифровим вольтметром В7-27 показана на рис.3.1,а.



(a)



(б)

Рисунок 3.1 - (а)- блок схема акустотермометра, (б) – схема принципова електрична блоку комутації

### 3.1 Методика експерименту

1. З вийнятими перемичками гнізд 1-2 і 3-4 (рис.3.1,б) вимірюється АЧХ еквівалента п'єзоприймача (ПП) і шумового еталона. Для цього від ГЗ-112 ВЧ напруга величиною 1 мВ у діапазоні  $[0,2 \dots 1,5]$  МГц подається на клеми 3-4 (рис.3.2), а за допомогою мікровольтметра ВЗ-57 на піддіапазоні 3 мВ вимірюється напруга на виході – між клемою 1 і 4 (табл.3.2, 3.3)

Оскільки індуктивності виконані на броньованих карболітових сердечниках, у точках максимуму й мінімуму АЧХ усередині діапазону частот вимірюється залежність  $U_{вих}(U_{ген})$ , де  $U_{ген}$  змінюється до 10 мВ, для перевірки лінійності цієї залежності (табл.3.4-3.6).



Рисунок 3.2 - Схема вимірювання АЧХ еквівалента

Перед виконанням п. 1 виміряти напругу шумів на окремому опорі номіналом 3850 Ом (7700 Ом), включеному на вході мікровольтметра ВЗ-57. Оскільки смуга частот ВЗ-57 від 5 Гц до 10 МГц, тобто в  $10/0,5=20$  раз більше, ніж  $\Delta f = 0,5$  МГц, то напруга шуму повинна бути приблизно рівною  $5,7 \text{ мкВ} \cdot 20 = 114 \text{ мкВ}$  (228 мкВ) (табл.3.1).

Результати вимірювання.

1. Виміряти напругу шумів на окремому опорі

Таблиця 3.1

Номінал	Значення опору УТ 70А	Напруга шумів	
Заглушка	0 Ом	0 - встановлюється	
3.3 кОм	3.29 кОм	60 мкВ	57 мкВ
3.6 кОм	3.62 кОм		
6.8 кОм	6.81 кОм		
7.5 кОм	7.26 кОм	100 мкВ	114 мкВ
56 кОм	3.29 кОм	60 мкВ	
3.3 кОм	57.3 кОм	220 мкВ	
2.4 МОм	2.33 МОм	200 мкВ	

Вольтметр ВЗ-57. Заземлення присутнє.

Вимірювання проводились з ізолюваним входом.

Зауваження: ВЗ-57 вимірює напругу від 10мкВ, частотою від 5Гц до 5МГц.

## 2. АЧХ еквівалента п'єзоприймача (ПП) і шумового еталона.

АЧХ еталону:

Таблиця 3.2

$U_{\text{ген}}=1\text{мВ}$

f, МГц	ВЗ-56 Uв, мВ	ВЗ-56 Uв, мВ
0.2-0.6	0.02	10 мкВ
0.7	0.46	0.03
0.68 max	0.72	0.05
0.8	0.15	0.01
0.9	0.5	0.025
0.95 max	1	0.045
1	0.3	0.018
1.1	0.2	0.01
1.2	0.46	0.03
1.3	0.08	0.01
1.5	0.46	0.03
0.7	0.46	0.03
0.7	0.04	0.01

Таблиця 3.3

$U_{\text{ген}}=10\text{мВ}$

f, МГц	ВЗ-56 Uв, мВ	ВЗ-27А/1 Uв, мВ
0.2	0.24	0.27
0.3	1.1	1.17
0.5	13	13.4
0.6	66	68
0.66 max	0.72	0.74
0.78мін	0.16	0.17
0.92max	0.72	0.75
1	0.3	0.33
1.1мін	0.23	6.24
1.2 max	0.4	0.41
1.3	0.1	0.1
1.5	1.19	19

## 3. Перевірка на лінійність.

Таблиця 3.4

$U_{\text{ген}}, \text{мВ}$	$U_{\text{вих}}, \text{мВ}$
1	0.76
2	1.54
4	3
5	3.7
7	5.1
8	5.88
10	7.4

0,66 МГц – max

$U_{\text{ген}}, \text{мВ}$	$U_{\text{вих}}, \text{мВ}$
1	0.17
2	0.35
4	0.67
5	0.83
7	1.16
8	1.33
10	1.65

0,75 МГц – min

$U_{\text{ген}}, \text{мВ}$	$U_{\text{вих}}, \text{мВ}$
1	0.73
2	1.46
4	3.01
5	3.7
7	5.14
8	5.88
10	7.45

0,92МГц – max

Таблиця 3.6

Таблиця 3.5

Висновок: Тракт лінійний. ( При малих амплітудах сигналів нелінійність катушек непомітна).

2. З перемичками в гніздах 3-4 вимірюється шумова напруга на виході 1 за допомогою ВЗ-57, підготовленому до роботи на піддіапазоні найбільшої чутливості 0,03мВ (30 мкВ).

Для з'ясування кращого з погляду впливу наведень режиму приладу вимірювання виконати у двох режимах роботи приладу (рис.3.3):

–використовуючи ізольований вхід ВЗ-57 (перемичка між клемми X11 і X12 принципової схеми "вихід-" і "корпус" на задній панелі приладу відсутня);

–з'єднавши загальну шину приладу й корпусу (ті ж клемми з'єднані перемичкою).

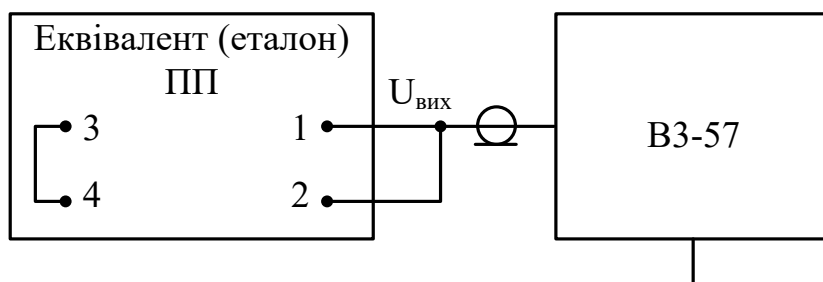


Рисунок 3.3 - Схема вимірювання шумової напруги

Результати вимірювання.

Для еталону :

Піддіапазон 0.3 мВ	$U_{ш} = 50 \text{ мкВ}$ – без перемички
	$U_{ш} = 40 \text{ мкВ}$ – з перемичкою

Піддіапазон 0.1 мВ	$U_{ш} = 27 \text{ мкВ}$ – без перемички
	$U_{ш} = 27 \text{ мкВ}$ – з перемичкою

Для еквіваленту :

Піддіапазон 0.1 мВ	$U_{ш} = 35 \text{ мкВ}$ – без перемички
	$U_{ш} = 35 \text{ мкВ}$ – з перемичкою

Висновок: З перемичкою значення установлюється швидше.

Зауваження: Дуже повільне встановлення нуля.



3. З'єднавши контрольну точку E5 вихідного підсилювача В3-57 із входом (розеткою) для вимірювання змінної напруги вольтметра В7-27 (рис.3.4), і подаючи на вхід В3-57 напругу від генератора Г3-112 від 0 до 30 мкВ, виміряти залежність показань В7-27 і приладу мікровольтметра від  $U_{ген}$  при  $f_{ген} \approx 1$  МГц (табл.3.7). Їхнє відношення дає сумарний коефіцієнт підсилення ПВЧ.

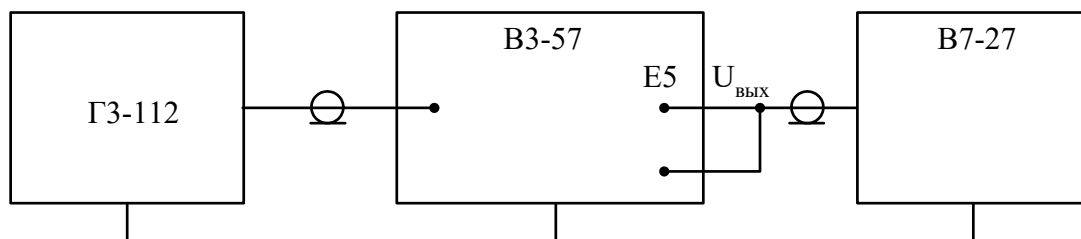


Рисунок 3.4 - Схема вимірювання сумарного коефіцієнта підсилення ПВЧ

Результати вимірювання.

Використовувався дільник 1:100. Мінімальне значення на В3-57 17 мкВ (в залежності від поділок апаратури від 17-30 мкВ), напряму 22 мкВ. Генератор Г6-28.

Таблиця 3.7

$U_{ген} = U_{В3-56}, \text{мкВ}$	$U_{В7-27}, \text{В}$
16	0.82
20	0.89
25	1.04
30	1.21
35	0,43
40	0.48
50	0.6
60	0.74

Коефіцієнт підсилення =  $4 \cdot 10^4$

Коефіцієнт підсилення =  $10^4$

4. Подавши напругу з виходу ПВЧ мікровольтметра на однонапівперіодний випрямляч із  $R_n = 3$  кОм (яке не навантажує ПВЧ, що контролюється по незмінності показань В3-57) і  $C = 4,3$  мкФ (рис.3.5), за допомогою В7-27 виміряти ефективне значення випрямленої напруги  $U_{\text{еф}}$  й пульсацій (після розділового конденсатора)  $U_{\text{пульс}}$ .

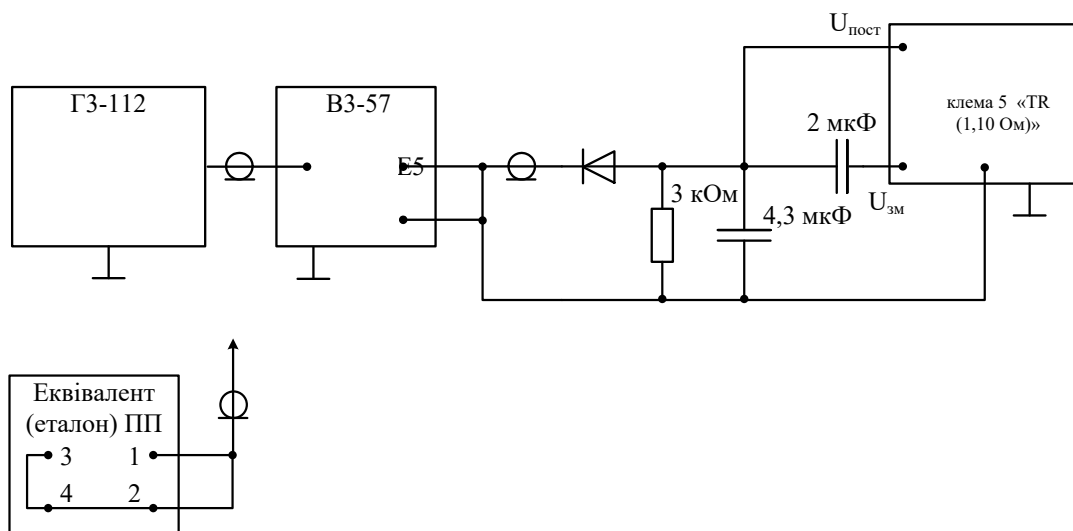


Рисунок 3.5 - Схема вимірювання ефективного значення випрямленої напруги й пульсацій

При цьому на вхід ВЗ-57 подається або напруга із шумового еталона, або від генератора ГЗ-112. Коефіцієнти пульсацій порівнюються для двох випадків.

Однонапівперіодний випрямляч повинен бути зібраний за схемою на рис.3.6.

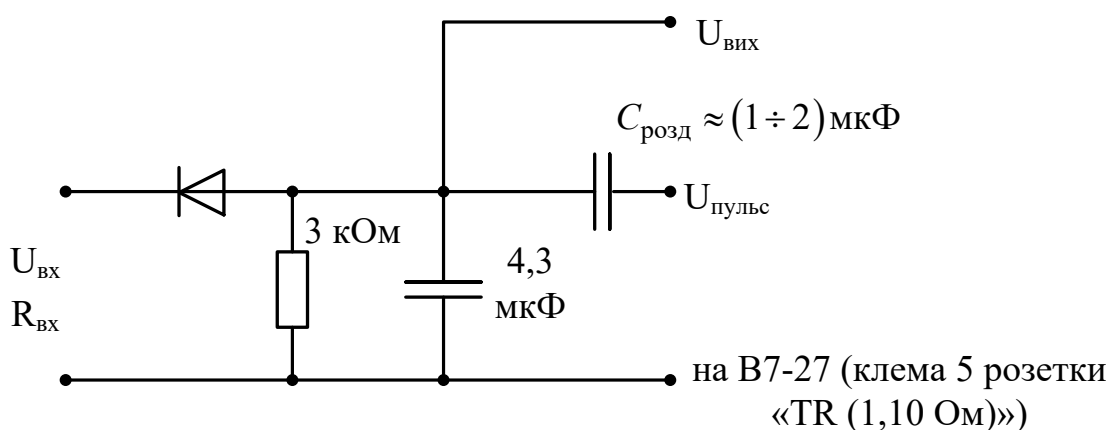


Рисунок 3.6 - Схема однонапівперіодного випрямляча

5. Перевірити роботу В7-27 у режимі виміру опору постійному струму на межі 1, 10 Ом (рис.3.7). На межі 1 Ом виміряти опір резисторів менше 1 Ом (табл.3.8).

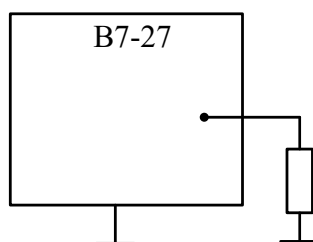


Рисунок 3.7 - Схема перевірки роботи В7-27 у режимі виміру опору постійному струму



8. Включити обидва вольтметри згідно з інструкцією, давши прогрітись кілька хвилин, потенціометром  $\Delta R$  у схемі електронного комутатора виставити нуль показань цифрового індикатору В7-27. Якщо показання увесь час збільшуються, поміняти місцями резистори  $R_d$  в еквіваленті й еталоні.

Вставляючи в одне із гнізд 3-4 резистори  $R_{\text{доп}}$  з опором, що змінюються від приблизно 200 Ом до мінімального, який ще впливає на показання В7-27, виміряти залежність показань від  $R_{\text{доп}}$  і величину  $R_{\text{доп мін}}$ , а отже й точність виміру сумарного

опору  $R_d$ : 
$$\frac{R_{\text{доп мін}}}{R_d}.$$

9. Виміряти напругу електричних шумів на електродах ПП із паралельною індуктивністю акустично навантаженого на воду через полістирольну лінзу й порівняти з теоретичним значенням (рис.3.9). Те ж для лінзи, навантаженої на повітря.

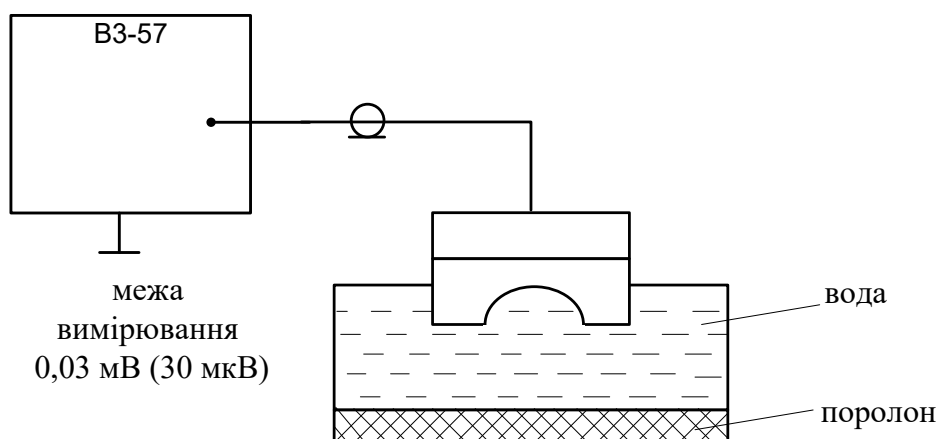


Рисунок 3.8 - Схема вимірювання напруги електричних шумів на електродах ПП

### 3.2 Порівняння експериментальних та теоретичних значень параметрів акустотермометра

1. Перед пунктом 1 була виміряна напруга шумів на окремому опорі номіналом 3850 Ом (7700 Ом), включеному на вході мікровольтметра ВЗ-57. Оскільки смуга частот ВЗ-57 від 5 Гц до 10 МГц, тобто в  $10/0,5=20$  раз більше, чим  $\Delta f = 0,5$  МГц, то теоретична напруга шуму повинна бути  $5,7 \text{ мкВ} \cdot 20 = 114 \text{ мкВ}$  (228 мкВ), що повністю співпадає з експериментальним значенням.

2. Орієнтовний розрахунки величини напруг в окремих блоках схеми при  $\Delta f = 0,5$  МГц.

2.1. Середньоквадратичне значення напруги на вході мікровольтметра ВЗ-57:

$$\overline{U_{ш}^2} = 4R_{\partial}k_{\partial}T\Delta f = 4 \cdot 3,85 \cdot 10^3 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 3,2 \cdot 10^2 \cdot 0,5 \cdot 10^6 = 34 \cdot 10^{-12};$$

$$\left(\overline{U_{ш}^2}\right)^{1/2} = 5,9 \text{ мкВ.}$$

Тому для роботи і була вибрана межа вимірювання 0,03 мВ (30 мкВ).

2.2. Точне значення сумарного коефіцієнта підсилення ПВЧ мікровольтметра визначається експериментально, будемо вважати, що воно рівно 30+30+40 дБ, тобто 100дБ. Тоді на виході ПВЧ (т. Е5):

$$U_{\text{вих}} = 5,9 \cdot 10^{-6} \cdot 10^5 = 0,59 \text{ В.}$$

2.3. На виході лінійного детектора з постійної часу  $\tau = 3 \cdot 10^3 \cdot 4,3 \cdot 10^{-6} = 1,3 \cdot 10^{-2} \text{ с} \ll 1 / f_{\text{м}} = 1 / 25 = 4 \cdot 10^{-2} \text{ с}$  для виділення модульованої складової з відносною амплітудою, що відповідає  $\Delta T = 10^0 \text{ С}$ , тобто  $\Delta T / T = 10 / 320 = 0,031$  ця складова рівняється:

$$0,59 \cdot 3,1 \cdot 10^{-2} = 18,3 \cdot 10^{-3} \text{ В} = 18,3 \text{ мВ.}$$

2.4. Коефіцієнт підсилення підсилювача А1 перетворювача опору повинен відповідати лінійній частині характеристики при більшій напрузі 18,3 мВ.

Імпульсний струм, що подавався через опір, який вимірювався у перетворювачі, як видно зі схеми (п.8, с.39), рівний:

$$\frac{-12}{R_{32} + R_{33}} = -\frac{12}{(0 \dots 150) + 1,2 \cdot 10^3} = (10 \dots 9) \cdot 10^{-3} \text{ А}$$

і на опорі 1 Ом виділяється напруга  $U_{\text{вх}} = 10 \text{ мВ}$ , тобто приблизно у два рази менше верхньої границі діапазону 18,3 мВ. Тому межу вимірювання опору потрібно вибирати 10 Ом.

У випадку, якщо коефіцієнт підсилення вихідного підсилювача менше 40 дБ, використовувати межу вимірювання 1 Ом.

2.5. Слід мати на увазі, що при вимірюванні різниці температур  $\Delta T < 5^0 \text{ С}$  необхідна додаткова фільтрація флуктуацій, які перевищують змінну складову. Саме для цих цілей і служить СД із фільтром НЧ, що перетворює змінну модульовану складову в постійну, що й послабляє флуктуації. Щоб постійна часу ФНЧ СД перетворювача опору була рівна  $\tau = 1,3 \text{ с}$ , тобто в 100 раз більше, чим у лінійному детекторі, необхідно паралельно конденсатору С17 (номінал 30 мкФ) приєднати резистор з опором  $R = 1,3 / 30 \cdot 10^{-6} = 43 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 43 \text{ кОм.}$

Без резистора 43 кОм час установлення показання вольтметра при вимірюванні опору на межі 1, 10 Ом (а отже й постійна часу  $\tau$ ) не перевищує 5с.

### 3.3 АЧХ активної та реактивної складових електричного імпедансу елементів п'єзоперетворювача акустотермометра

#### а) Метод отримання АЧХ

У процесі виготовлення п'єзоперетворювачів акустотермометрів чи їх експлуатації можуть трапитися відхилення їх параметрів від розрахункових. Для вимірювання цих параметрів розроблена методика, що складається з отримання й обробки АЧХ активної та реактивної компонент електричного імпедансу п'єзоелементів.

Для вимірювань використовувалась схема, зображена на (рис.3.10).

ВЧ-напруга від генератора із заданою частотою і постійною амплітудою  $U_1$ , що підтримується незмінною, через баластний опір  $R_0$  подавалась на п'єзоелемент. Вимірювалися амплітуда напруги на п'єзоелементі та зсув фаз між напругою  $U_1$  і  $U_2$  за допомогою цифрового фазометра.

#### б) Метод аналізу АЧХ.

Випадок п'єзоелементів без узгоджуючих шарів і електричних ланцюгів.

П'єзоперетворювач, як вже зазначалось, являє собою елемент з розподіленими параметрами. Однак для його аналізу часто використовується електрична еквівалентна схема із зосередженими параметрами, наведена на (рис.3.10,а).

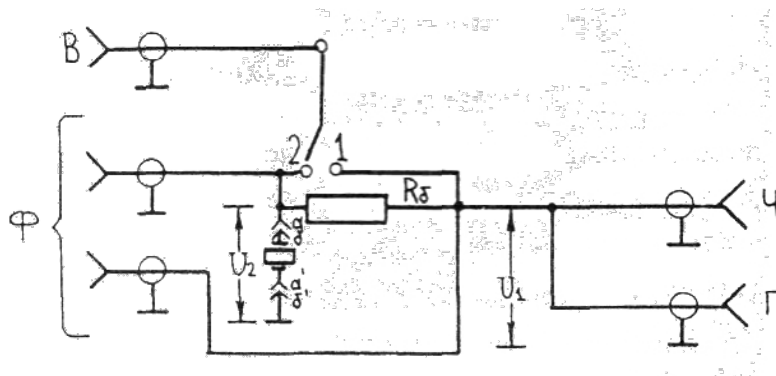


Рис.1

Рисунок 3.10 - Схема вимірювання АЧХ: В-вольтметр ВЗ-43; Ф-фазометр Ф2-34; Ч-частотомір ЧЗ-34А; Г-генератор ГЗ-112

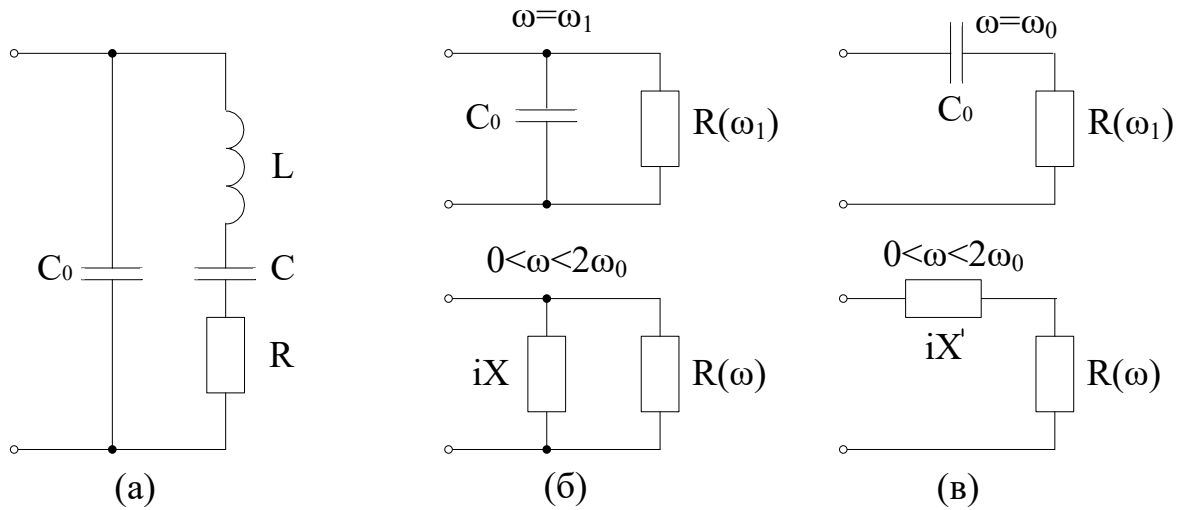


Рис.3.11. Еквівалентна схема перетворювача

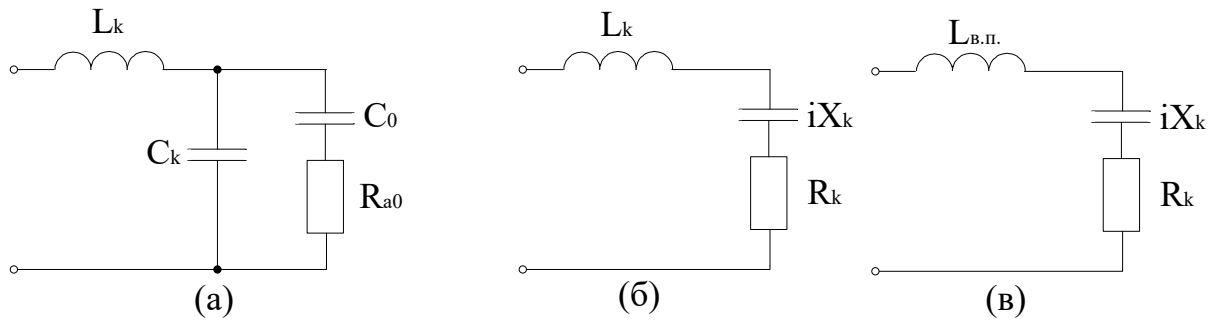


Рис.3.12. Еквівалентні схеми перетворювача при різних варіантах з'єднання

На еквівалентних схемах (рис.3.11-3.12) використані наступні позначення:

$$C = \frac{8C_0 k_t^2 / \pi^2}{1 - 8k_t^2 / \pi^2} \approx \frac{8C_0 k_t^2}{\pi^2} - \text{динамічна ємність};$$

$C_0$  – статична ємність п'єзoeлементa;

$$L = \frac{1}{C\omega_1^2} - \text{динамічна індуктивність}; \quad (3.1)$$

$$R \approx \frac{\pi(k_1 + k_2)}{4k_t^2 \omega_1 C_0} - \text{динамічний опір втрат на випромінювання};$$

$\omega_1$  – частота електричного резонансу, та  $\omega_0 = \frac{\pi v D}{10}$  – частота механічного

резонансу, які пов'язані для випадку  $R_a=0$  співвідношенням:

$$\frac{\operatorname{tg}(\pi\omega_1/2\omega_0)}{(\pi\omega_1/2\omega_0)} = \frac{1}{k_t^2}, \quad (3.2)$$

або наближеним співвідношенням:

$$\frac{\omega_1}{\omega_0} \approx \sqrt{1 - \frac{8k_t^2}{\pi^2}}. \quad (3.3)$$

Ця схема є найбільш точною при  $k_1+k_2 \ll 1$  так як на частоті  $\omega_1$  вона представляє паралельне з'єднання конденсатора  $C_0$  і еквівалентного опору навантаження  $R(\omega_1)$  (рис.3.10,б), а на частоті  $\omega_0$  – послідовне з'єднання того ж конденсатора  $C_0$  і опору  $R_{a0}$  (рис.3.10,в):

$$R_{a0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} \frac{4k_t^2}{\pi} \frac{1}{k_1 + k_2} \approx \frac{1}{(\omega_0 C_0 R)}, \quad (3.4)$$

тобто можливі схеми паралельного, чи послідовного з'єднання активного і реактивного опорів для всього діапазону частот  $0 < \omega < 2\omega_0$ .

Послідовна схема особливо зручна для п'єзоелемента, у якому приймання УЗ-хвиль здійснюється на частоті механічного резонансу, як у акустотермометрі. У наявній літературі вимірювання за цією схемою нам не зустрічалися.

Легко показати, що параметри послідовної схеми пов'язані зі значеннями  $U_1$ ,  $U_2$ , та  $\varphi$  наступними співвідношеннями:

$$R_a = R_\sigma \frac{U_2}{U_1} \frac{\cos \varphi - U_2/U_1}{\sin^2 \varphi + (\cos \varphi - U_2/U_1)^2}; \quad (3.5)$$

$$X' = R_\sigma \frac{U_2}{U_1} \frac{\sin \varphi}{\sin^2 \varphi + (\cos \varphi - U_2/U_1)^2};$$

Переходячи від схеми (рис. 3.10,а) до (рис.3.10,в), отримаємо:

$$R_a = \frac{R_{a0}}{1 + (Q_a (1/x - x))^2}; \quad (3.6)$$



$$X' = \frac{R_{a0} Q_a (1/x - x)}{1 + (Q_a (1/x - x))^2} - \frac{1}{x \omega_0 C_0},$$

$$\text{де } x = f/f_0, Q_a = \omega_0 C_0 R_{a0} = \frac{\pi}{2(k_1 + k_2)}, k_1 + k_2 = \pi/(2Q_a). \quad (3.7)$$

З аналізу виразів (3.7) слідує:

1. Частота механічного резонансу  $f_0$  визначається за положенням максимуму  $R_a$ .

$$2. X_{c0} = \frac{1}{\omega_0 C_0} = X'(f_0)$$

$$3. \frac{R_{a0}}{X_{c0}} = \frac{8k_t^2}{\pi^2} Q_a, \text{ звідки } k_t^2 = \frac{\pi^2}{8} \frac{1}{Q_a} \frac{R_{a0}}{X_{c0}} \quad (3.8)$$

$$4. R_a = \frac{R_{a0}}{2}, \text{ при } |Q_a(f_0/f - f/f_0)| = 1, \text{ при } f \approx f_0 \text{ слідує}$$

$$Q_a \approx \frac{f_0}{2\Delta f} \leq \text{де } \Delta f = |f - f_0| \text{ (смуга по кривій } R_a(f) \text{ визначається по рівню 0.5,}$$

так як  $K_p \sim \sqrt{R_a}$ ).

$$5. \text{ Позначивши } \bar{X} = \frac{X'}{X_{c0}}, \text{ знайшовши похідну від } \bar{X} \text{ по } x \text{ на частоті } (x-1),$$

$$\text{отримаємо } Q_{a(5)} = \frac{1 + d\bar{X}/dx}{2(R_{a0}/X_{c0})}.$$

Значення добротності знаходиться за формулами п.п.4 і 5,  $k_t$  – за формулою (3.8), а акустичне навантаження знаходимо з виразу (3.7).

## ЗАДАЧІ

1. Визначте амплітуди зміщення частинок з положення рівноваги  $u$ , коливальної швидкості частинок середовища (води)  $v$  та тиску  $p$ . Знайдіть інтенсивність звуку  $I$ . Відомо, що потенціал швидкості визначається виразом:

$$\varphi = 5 \cdot 10^{-3} \cos(1256t - kx).$$

Відповідь:

$$u = 3.33 \cdot 10^{-6} \text{ м}; v = 4.19 \cdot 10^{-3} \text{ м/с}; p = 6.28 \cdot 10^3 \text{ Па}; I = 13.15 \text{ Вт/м}^2.$$

2. В плоскій гармонічній хвилі, що розповсюджується в воді, коливальна швидкість частинок дорівнює  $1.3 \cdot 10^{-4}$  м/с. Знайти амплітуду зміщення  $u$  частинок з положення рівноваги та інтенсивність хвилі  $I$ . Частота 3 МГц.

$$\text{Відповідь: } u = 0.69 \cdot 10^{-11} \text{ м}; I = 1.26 \cdot 10^{-2} \text{ Вт/м}^2.$$

3. Інтенсивність, створювана терапевтичним випромінювачем дорівнює 3 Вт/см<sup>2</sup>. Частота 1 МГц. Знайти амплітуду зсуву частинок з положення рівноваги ( $\rho = 10^3$  кг/м<sup>3</sup>,  $c = 1540$  м/с).

$$\text{Відповідь: } u = 3.143 \cdot 10^{-8} \text{ м}.$$

### Приклад

В плоскій гармонічній хвилі, яка поширюється у воді, амплітуда зміщення частинок з положення рівноваги дорівнює  $|u| = 10^{-11}$  м, частота 2,5 МГц.

Визначити: коливальну швидкість  $|v|$ , акустичний тиск  $|p|$ , інтенсивність хвилі  $I$ .

Розв'язок:

Вираз для потенціалу в полі бігучої плоскої хвилі:  $\varphi = A e^{i\omega(t-x/c)}$ .

При цьому відомо, що:

$$p = \rho_0 \frac{\partial \varphi}{\partial t} = i\omega \rho_0 \varphi$$

$$v = -\text{grad} \varphi = -\frac{\partial \varphi}{\partial x} = \frac{\partial u}{\partial t}; \quad I = \frac{p^2}{2\rho_0 c},$$

$$\rho_0 = 10^3 \text{ кг/м}^3; c = 1.5 \cdot 10^3 \text{ м/с} -$$

густина води та швидкість УЗ хвиль у воді.

Таким чином:

$$p = \rho_0 i\omega A e^{i\omega(t-x/c)} = \rho_0 i\omega \varphi, \quad p = \rho_0 i\omega \varphi,$$

$$v = -(-i\omega/c) A e^{i\omega(t-x/c)} = ik\varphi, \quad v = ik\varphi,$$

$$v = \frac{\partial u}{\partial t} = -\frac{\partial \varphi}{\partial x}, \quad \partial u = -\frac{\partial \varphi}{\frac{\partial x}{\partial t}},$$

$$u = -\frac{\varphi}{c},$$

$$\varphi = -uc.$$

Знаходимо:

а) коливальна швидкість:  $v = ik\varphi = -ucik = -i(\omega/c)uc = -i\omega u$ ;

$$|v| = \omega u = 2\pi f u = 2\pi \cdot 2,5 \cdot 10^6 \cdot 10^{-11} = 15,7 \cdot 10^{-5} \text{ (м/с)} = 157 \cdot 10^{-6} \text{ (м/с)};$$

б) акустичний тиск:  $p = \rho_0 c v$ ,

$$|p| = \rho_0 c |v| = 10^3 \text{ кг/м}^3 \cdot 1,5 \cdot 10^3 \text{ м/с} \cdot 157 \cdot 10^{-6} \text{ м/с} = 235,5 \text{ кг/мс}^2$$

в) інтенсивність хвилі:  $I = \frac{|p|^2}{2\rho_0 c} = \frac{(235,5)^2}{2 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^3} = 1,8 \cdot 10^{-2} \frac{\text{Вт}}{\text{м}^2}$ .

4. Дві звукові плоскі хвилі- одна у воді, друга в повітрі- мають однакову інтенсивність. Знайдіть відношення їх амплітуд тиску. Знайдіть відношення інтенсивностей при рівності амплітуд тиску.

$$\text{Відповідь: } \frac{p_{\text{вод}}}{p_{\text{пов}}} = 60; \quad \frac{I_{\text{вод}}}{I_{\text{пов}}} = 0,28 \cdot 10^{-3}.$$

5. Знайти амплітуду зміщення  $u$  частинок середовища в полі плоскої хвилі, якщо частота коливань дорівнює 1000Гц, а ефективний тиск – 0,2 Па. Середовище – повітря.

$$\text{Відповідь: } u = 7,58 \cdot 10^{-8} \text{ м}.$$

6. Коефіцієнт згасання УЗ коливань дорівнює:  $\alpha = 2 \text{ 1/м}$ . Випромінювана акустична потужність плоскої хвилі 5 Вт. Випромінювач являє собою диск діаметром 2 см. Визначити інтенсивність хвилі на відстані 150 мм.

$$\text{Відповідь: } I = 8,74 \cdot 10^3 \text{ Вт/м}^2.$$

7. Розрахувати модуль нормальної потужності  $E$ , модуль зсуву  $G$  та коефіцієнт Пуассона  $\nu$  для матеріалу, де швидкості  $c_l = 6260 \text{ м/с}$ ;  $c_t = 3060 \text{ м/с}$ ; густина  $\rho = 2,7 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3$  (алюміній).

$$\text{Відповідь: } E = 6,67 \cdot 10^{10} \text{ Па};$$

$$G = 2,63 \cdot 10^{10} \text{ Па};$$

$$\nu = 0,34.$$

8. Згасання ультразвуку дорівнює  $\delta = 2 \text{ 1/м}$ . Визначити ослаблення хвилі на шляху в  $x = 300 \text{ мм}$  у відносних одиницях і децибелах.

$$\text{Відповідь: } 0,55; 5,21 \text{ дБ}.$$

9. Відношення питомих акустичних опорів двох середовищ дорівнює 100. На плоску границю їх розподілу нормально падає хвиля з менш жорсткого середовища з амплітудою тиску  $p_1=5$  Па. Знайдіть тиск  $p_2$  в хвилі, що пройшла. Знайдіть тиск  $p_2$  в хвилі, що пройшла, якщо хвиля з тиском  $p_1=5$  Па падає з більш жорсткого середовища.

Відповідь:  $p_2 = 9,9 \text{ Па}; p_2 = 0,099 \text{ Па}$ .

10. Інтенсивність хвилі, яка розповсюджується в воді і нормально падає на границю розподілу вода – повітря, дорівнює  $10^{-2}$  Вт/м<sup>2</sup>. Визначте інтенсивність у відбитій хвилі і в хвилі, що пройшла, а також амплітуди тиску, швидкості коливань та зміщення в падаючій та в хвилі, що пройшла, якщо  $f=1000$  Гц.

Відповідь:

$$I_{\text{в}}=9,9 \cdot 10^{-3} \text{ Вт/м}^2; I_{\text{пр}}=1,06 \cdot 10^{-5} \text{ Вт/м}^2;$$

$$p_{\text{пад}}=173,2 \text{ Па}; v_{\text{пад}}=1,15 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}; u_{\text{пад}}=1,84 \cdot 10^{-8} \text{ м}.$$

$$p_{\text{пр}}=0,097 \text{ Па}; v_{\text{пр}}=2,38 \cdot 10^{-4} \text{ м/с}; u_{\text{пр}}=3,78 \cdot 10^{-8} \text{ м}.$$

11. Розрахувати фокусну відстань для центрального  $F(0)$  та для крайнього променів  $F(\theta)$ , що пройшли через сферичну лінзу, аберацію  $\Delta F$ , а також довжину і ширину фокальної зони  $2Z_{\text{зdB}}, 2X_{\text{зdB}}$ , якщо:  $R_{\text{л}}=20$  мм;  $b=20$  мм;  $c_{\text{л}}=1,15 \cdot 10^3$  м/с – (гума);  $c_{\text{сп}}=1,5 \cdot 10^3$  м/с;  $f=2,6$  МГц;  $n=c_{\text{сп}}/c_{\text{л}}=1,5/1,15=1.3$  (рис.1).

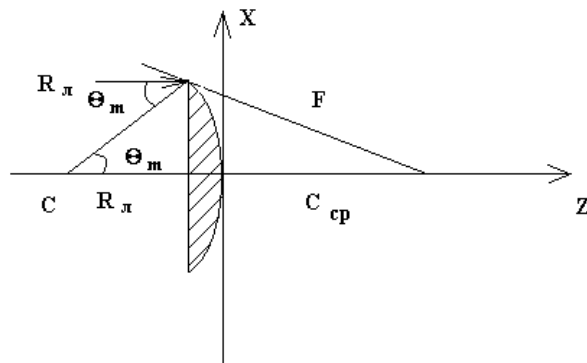


Рис.1

Відповідь:

$$F(0) = 66,7 \text{ мм},$$

$$F(\theta_m) = 51,4 \text{ мм},$$

$$\Delta F = 15,3 \text{ мм},$$

$$2Z_{\text{зdB}} = 45 \text{ мм},$$

$$2X_{\text{зdB}} = 1,97 \text{ мм}.$$

12. Розрахувати та побудувати залежність  $Z(X)$  для вогнутої безабераційної лінзи з параметрами задачі 12.

Відповідь:

X,мм	0	5	10
Z,мм	0	0,8	2,8

**13.** Розрахувати розподільну здатність акустичного мікроскопа в режимі проходження (в  $A^0$ ), який має  $(F/b)=0,77$ ,  $f_0=3$  ГГц, робоче середовище – вода. Використовується когерентне випромінення. ( $1 A^0=10^{-10}$ м).

Відповідь:  $2X_{3дБ}^0 = 3927 A^0$ .

**14.** Знайти фокусну відстань, розміри фокальної області і коефіцієнт підсилення фокусуєчого перетворювача. Кут напіврозкриву перетворювача  $\theta_m = 30^\circ$ , робоча частота 2,5 МГц, апертура 20мм, робоче середовище: вода.

Відповідь:  $F=20$ мм;  $2Z_0=9,2$ мм;  $2X_0=1,2$ мм;  $K_p=27$ .

**15.** УЗ діагностичний сканер повинен у межах глибин від 5мм до 130мм забезпечити поперечну розподільну здатність у фокальній площині 1,3 мм (ширину УЗ пучка). Частоти УЗ коливань 5 МГц. Визначити кількість фокальних зон  $n$ , фокусні відстані  $F_i$  і розміри апертури  $b_i$ , що забезпечують задану розподільну здатність на всій глибині (решітка прямокутна).

Відповідь:  $n=4$ ;

$$F_1=30,8\text{мм}, \quad b_1=8,1\text{мм},$$

$$F_2=55,1\text{мм}, \quad b_2=14,5\text{мм},$$

$$F_3=85,2\text{мм}, \quad b_3=22,4\text{мм},$$

$$F_4=115,6\text{мм}, \quad b_4=30,5\text{мм}.$$

**16.** Порівняти амплітуду поля на вісі фокусуєчого перетворювача з  $F/\chi_0=0.5$  в геометричному і акустичному фокусі.

Відповідь: в акустичному фокусі амплітуда поля на 11% більше.

Приклад.

Є сферична вогнута лінза:  $R_L=20$  мм;  $b=20$ мм;  $c_L=2700$  м/с – органічне скло;  $c_{ср}=1500$  м/с – вода;  $f=2,6$  МГц (рис.2).

Знайдіть фокусну відстань  $F$  та розміри фокальної області:  $2Z_{3дБ}$ ;  $2X_{3дБ}$ .

Розв'язок.

Фокусна відстань для центрального променя:

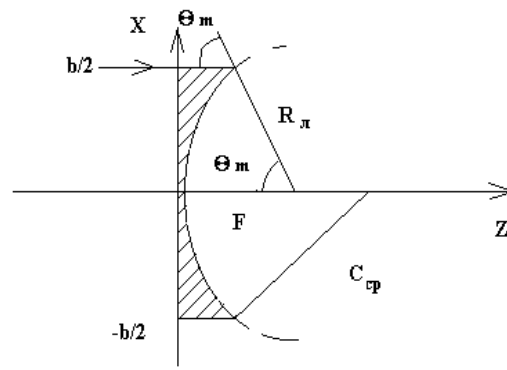


Рис.2

$$F(0) = \frac{R_{\text{л}}}{1-n} = \frac{20 \cdot 10^{-3}}{1 - \frac{1.5}{2.7}} = 45,4 \text{ мм},$$

$$n = \frac{1.5}{2.7} = 0,56 - \text{показник заломлення.}$$

Знайдемо кут напіврозкриву лінзи:

$$\sin \theta_m = \frac{b}{2R_{\text{л}}} = \frac{20}{40} = 0,5, - a$$

$$\cos \theta_m = \sqrt{1 - \sin^2 \theta_m} = 0.87.$$

Для крайнього променя фокусна відстань знаходиться зза формулою:

$$F(\theta_m) = - \left\{ \frac{1}{\cos \theta_m \left( 1 - \sqrt{1 + \frac{1-n^2}{n^2 \cos^2 \theta}} \right)} - 1 \right\} R_{\text{л}} = 43,5 \text{ мм}.$$

Таким чином, зміщення фокуса, що має назву аберації, становить:

$$\Delta F = F(0) - F(\theta_m) = 45,4 - 43,5 = 1,9 \text{ мм}.$$

$$2Z_{\text{зdB}} = 7,1 \lambda \left( \frac{F}{b} \right)^2 = 7,1 \cdot \left( \frac{1,5}{2,6} \cdot 10^{-3} \right) \left( \frac{45,4}{20} \right)^2 = 21,2 \text{ мм};$$

$$2X_{\text{зdB}} = 1,02 \lambda \left( \frac{F}{b} \right) = 1,02 \cdot 0,58 \cdot 10^{-3} \cdot 2,27 = 1,3 \text{ мм}.$$

**17.** Знайдіть величину доплеровського зсуву частот, якщо швидкість руху середовища 1 м/с, хвиля падає під кутом  $30^\circ$ . Частота 4 МГц, середовище- вода.

Відповідь: 4,5кГц.

**18.** На плоскій поверхні алюмінію ( $c_l = 6400 \text{ м/с}$ ,  $c_t = 3100 \text{ м/с}$ ) у вигляді гармоніки заданий вплив з  $l = 10^{-2} \text{ м}$  (рис.3). Частота впливу змінюється в діапазоні від 2 до 0,5 МГц.

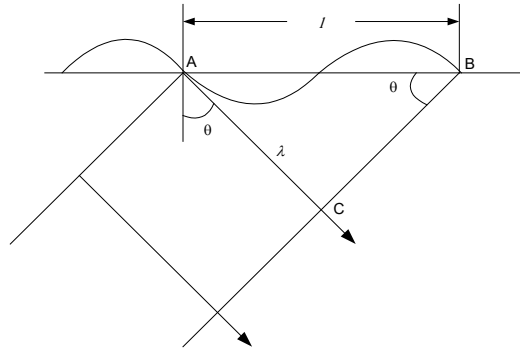


Рис.3

Визначити:

- напрямок пружних хвиль на частоті 1 МГц;
- зміну картини в полі пружних хвиль при зміні частот від  $f_n$  до  $f_b$ .

Відповідь:

1)  $f = 1$  МГц (рис.4,а):

$$\theta_l = 40^\circ, \theta_t = 18^\circ.$$

2) а)  $f_b = 2$  МГц (рис.4,б):

$$\theta_l = 18^\circ, \theta_t = 9^\circ.$$

б)  $f_n = 0,5$  МГц (рис.4,в):

$\sin\theta_l > 1$ -продольна хвиля становиться неоднорідною,  $\theta_t = 38^\circ$ .

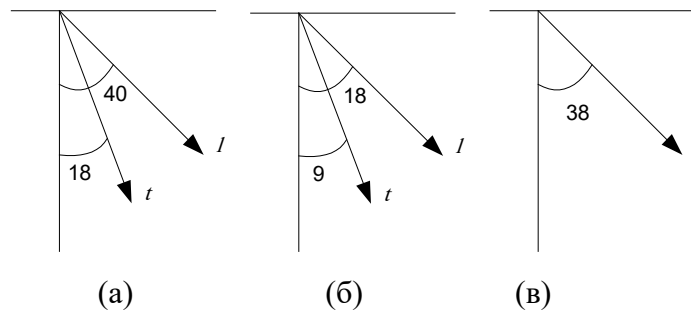


Рис.4

Приклад.

На поверхню рідини чиниться дія у вигляді ПВ-гармоніки з просторовим періодом  $l=10^{-2}$  м. Частота дії  $f=4$  МГц. Знайдіть кут  $\theta$  під яким буде розповсюджуватись хвиля в середовищі, в разі:

- нерухомого середовища;
- середовища, що рухається зі швидкістю  $v_0 = 10^3$  м/с.

Розв'язок.

а) У випадку нерухомого середовища (рис.5,б):

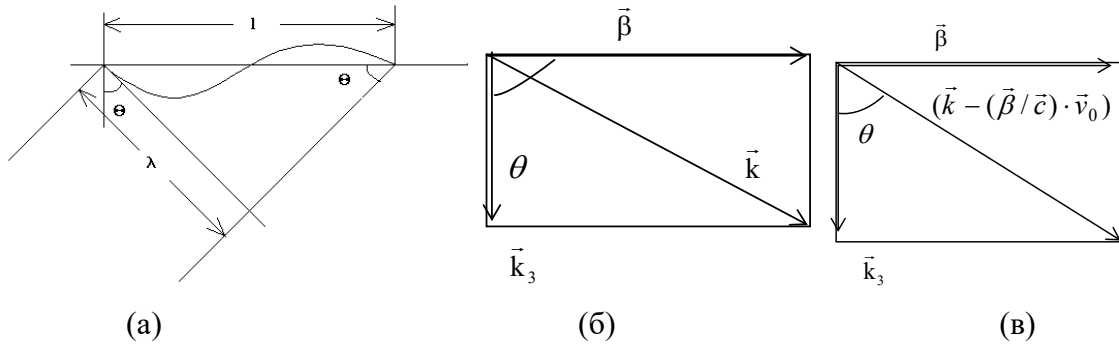


Рис.5

$$\sin \theta = \frac{\beta}{k},$$

$$\text{де } \beta = \frac{2\pi}{l}; k = \frac{2\pi}{\lambda}, \lambda = \frac{c}{f}; \text{ таким чином:}$$

$$\sin \theta = 0,0385, \text{ або}$$

$$\theta = 2,2^{\circ}.$$

Цей же результат можна отримати з рис.5,а.

б) У випадку рухомого середовища (рис.5,в):

$$\sin \theta = \frac{\beta}{k - \frac{\beta}{c} v_0} = \frac{2\pi / 10^{-2}}{\frac{2\pi \cdot 4 \cdot 10^6}{1,54 \cdot 10^3} - \frac{2\pi \cdot 10^2}{10^{-2} \cdot 1,54 \cdot 10^3}} = 0,0395,$$

$$\theta = 2,26^{\circ}.$$

Можна зробити висновок, що чим більше  $v_0$ , тим більше кут нахилу  $\theta$ , тобто хвиля “зноситься” течією і при деякому значенні  $v_0$  вона стане неоднорідною.

**19.** Розрахувати кути для продольної хвилі, що падає під кутом  $0^{\circ}, 30^{\circ}, 60^{\circ}, 90^{\circ}$  із оргскла в сталь (рис.6):

$$\text{для оргскла: } c_1 = 2,56 \cdot 10^3 \text{ м/с; } c_t = 1,12 \cdot 10^3 \text{ м/с; } \rho = 1,18 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3;$$

$$\text{для сталі: } c_1' = 5,92 \cdot 10^3 \text{ м/с; } c_t' = 3,28 \cdot 10^3 \text{ м/с; } \rho' = 7,8 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3.$$

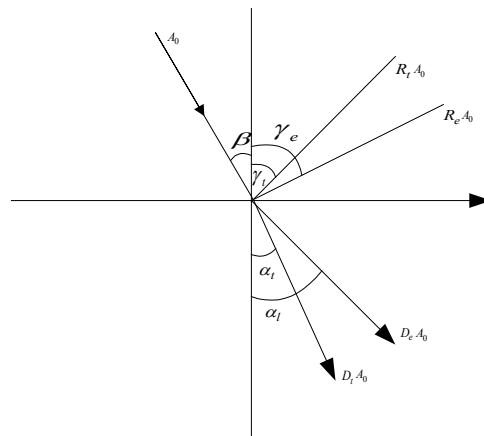


Рис.6



Відповідь:

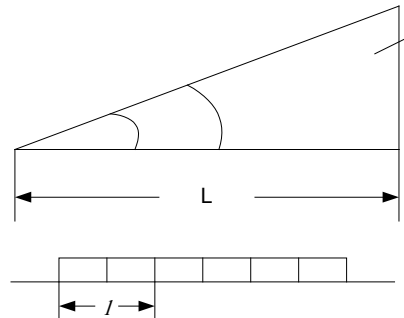
- 1)  $\beta = 0^\circ$ , всі кути дорівнюють 0;
- 2)  $\beta = 90^\circ$ ;  $\gamma_t = 90^\circ$ ;  $\gamma_l = 25^\circ$ ; заломлені продольна та поперечна хвилі неоднорідні;
- 3)  $\beta = 30^\circ$ ;  $\gamma_l = 30^\circ$ ;  $\gamma_t = 12^\circ$ ;  $\alpha_t = 38^\circ$ ; заломлена продольна хвиля неоднорідна;
- 4)  $\beta = 60^\circ$ ;  $\gamma_l = 60^\circ$ ; заломлені продольна та поперечна хвилі неоднорідні.

**20.** Знайти критичні кути при:

$$c_{11}=2500 \text{ м/с}; c_{11}=2000 \text{ м/с}; c_{12}=6100 \text{ м/с}; c_{12}=3200 \text{ м/с}.$$

Відповідь: для продольної хвилі  $\beta = 26^\circ$ ; для поперечної хвилі  $\beta = 53^\circ$ .

**21.** Є два випромінювача (рис.7).



$$L = 2 \cdot 10^{-2} \text{ м}, l = 2 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Рис.7

Частота коливань: 2 МГц.

Знизу середовище з параметрами:  $c_1 = 6100 \text{ м/с}$ ;  $c_t = 3200 \text{ м/с}$ ;  $c_R = 2800 \text{ м/с}$ .

- 1) Знайти кут нахилу клину  $\theta$ , при якому створюється заданий просторовий період;
- 2) Визначити які хвилі створюються в середовищі під дією кожного з двох випромінювачів.

Відповідь: 1)  $\theta = 3,58^\circ$ ; 2) а)  $\theta_t = 4,62^\circ$ ,  $\theta_l = 8,84^\circ$ ; б)  $\theta_t = 53,13^\circ$ ; продольна хвиля-неоднорідна.

**22.** Розрахувати довжину прожекторної зони для прямого перетворювача в алюмінію ( $c_1 = 6400 \text{ м/с}$ ), якщо діаметр перетворювача 1 см, частота  $f = 1; 2 \text{ МГц}$ .

Відповідь:  $3,91 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ ;  $7,81 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ .

**23.** Підібрати розмір випромінювача та мінімальну робочу частоту для можливості контролю в режимі ехолокації, якщо (рис.8):

- а)  $h = 4 \text{ см}$ ,  $x_0 = 5 \text{ мм}$ ,  $c_1 = 6400 \text{ м/с}$ ,  $d = 1 \text{ мм}$ ;
- б)  $h = 2 \text{ см}$ ,  $x_0 = 1 \text{ см}$ .

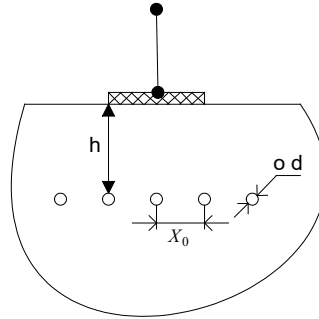


Рис.8

Відповідь: а)  $l < 4$  мм,  $f = 16$  МГц; б)  $l < 9$  мм,  $f = 1,58$  МГц.

**24.** Побудувати просторово-частотні характеристики середовища (алюмінію), якщо:

$c_l = 5900$  м/с;  $c_t = 3200$  м/с;  $\rho = 7,9 \cdot 10^3$  кг/м<sup>3</sup>. Частота 1000 Гц.

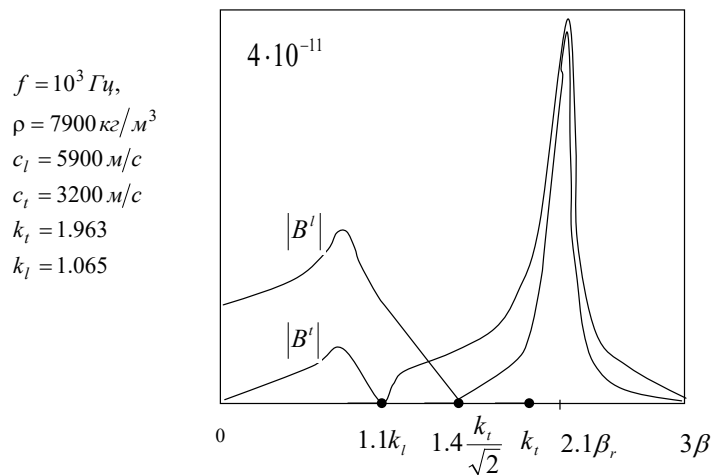


Рис.9

Відповідь: дивись рис.9.

**25.** На біологічну тканину здійснюється вплив у вигляді ПВ-гармоніки з просторовим періодом  $10^{-3}$  м. Частоти впливу 4 МГц. Які хвилі і під якими кутами будуть поширюватися в середовищі?

Відповідь: продольна під кутом  $22,64^\circ$ .

**26.** УЗ терапевтичний перетворювач діаметром 4 см випромінює плоску хвилю потужністю 8 Вт. Визначити інтенсивність хвилі на відстані 50 мм. Коефіцієнт згасання за тиском в біологічній тканині на частоті 1 МГц дорівнює 1 (1/м).

Відповідь:  $5,76 \cdot 10^3$  Вт/м<sup>2</sup>.

**27.** На поверхню алюмінію здійснюється вплив у вигляді ПВ-гармоніки з просторовим періодом  $10^{-2}$  м. Частота впливу 4 МГц.

Які хвилі і під якими кутами будуть поширюватися в середовищі? ( $c_l = 6400$  м/с;  $c_t = 3100$  м/с).

Відповідь: поперечна та продольна з кутами:  $\theta_t = 4,44^\circ$ ,  $\theta_l = 9,21^\circ$ .

**28.** Які моди хвиль лемба будуть розповсюджуватися в стальній пластині товщиною  $h=1\text{мм}$  на частоті  $f=2,5\text{ МГц}$ ? При яких кутах нахилу призми з оргскла вони будуть збуджуватись (швидкість звуку в оргсклі  $2680\text{ м/с}$ ).

Відповідь: будуть розповсюджуватися нульові симетрична та антисиметрична моди, та перша антисиметрична; для  $a_0: \beta=71^\circ$ , для  $s_0: \beta=50^\circ$ , для  $a_1: \beta=25,8^\circ$ .

**29.** Розрахувати для нормального падіння коефіцієнти відбиття по енергії  $\tilde{R}$  від шару товщиною  $h$  в сталі для хвилі частотою  $2,5\text{МГц}$ ;  
 $h=1\cdot 10^{-6}$ ;  $1\cdot 10^{-5}$ ;  $1\cdot 10^{-4}$ ;  $1\cdot 10^{-3}\text{ мм}$  і  $\infty$ . Шар заповнений повітрям чи водою.

Відповідь:

$h, \text{мм}$	$\tilde{R}$ для води, %	$\tilde{R}$ для повітря, %
$1\cdot 10^{-6}$	$2,67\cdot 10^{-6}$	86,67
$1\cdot 10^{-5}$	$2,67\cdot 10^{-4}$	99,85
$1\cdot 10^{-4}$	$2,67\cdot 10^{-2}$	99,998
$1\cdot 10^{-3}$	2,0	99,998
$\infty$	0,906	99,998

**30.** Розрахувати коефіцієнти відбиття по модулю для продольної і поперечної хвилі в сталі від прямого двограного кута в залежності від кута падіння  $\beta$ . Позаду граней кута – повітря.

Відповідь: для поперечної хвилі: при  $\beta=0; 90^\circ: |R_t|=1$ ; при  $33,5^\circ \leq \beta \leq 56,5^\circ: |R_t|=1$ ;  $\beta=30^\circ; 60^\circ: |R_t|=0,1$ -мінімум; для продольної хвилі: при  $\beta=0; 90^\circ: |R_l|=1$ ;  $\beta=45^\circ: |R_l|=0,122$ ;  $\beta=23; 67^\circ: |R_l|=0,071$ .

**31.** Є границя розділу двох твердих тіл (свинець і титан):

Свинець	$C_{11}= 2160\text{ м/с}$
	$C_{t1}= 700\text{ м/с}$
Титан	$C_{12}= 6000\text{ м/с}$
	$C_{t2}= 3500\text{ м/с}$

Знайти всі критичні кути для переломлених і відбитих хвиль.

Відповідь:  $\theta^I=21,1^\circ$ ;  $\theta^{II}=38,11^\circ$ ;  $\theta^{III}=18,91^\circ$ .

**32.** Побудувати графік зміни амплітуди на поверхні фазового фронту, якщо:  $l=1\text{ см}$ ;  
 $f=2\text{ МГц}$ ;  $c_l=6400\text{ м/с}$ ;  $\beta_0=0$ .

Відповідь: дивись рис.10.

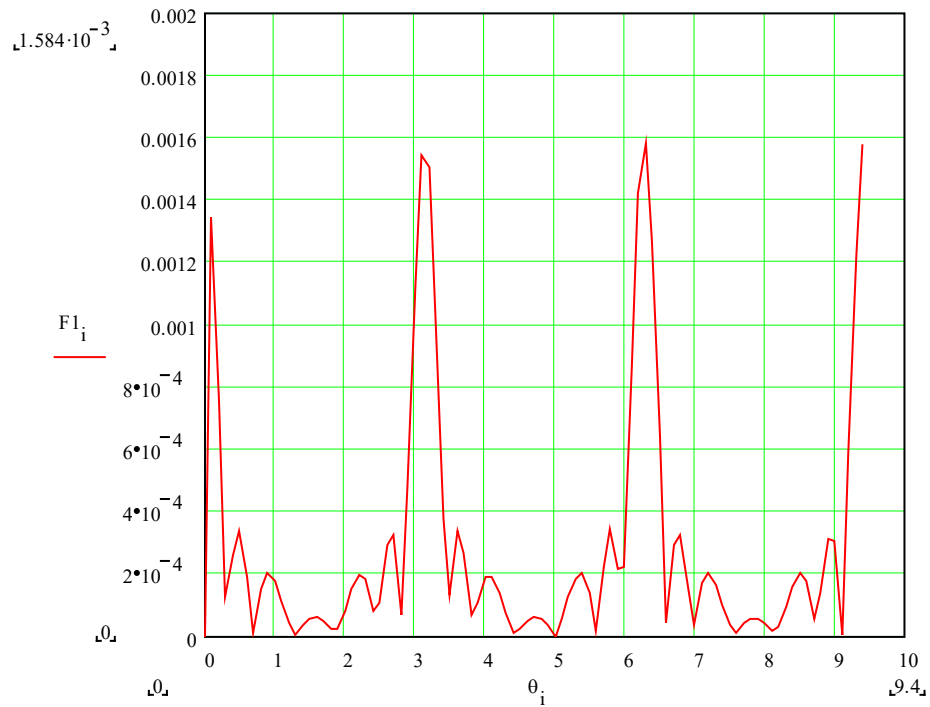


Рис.10

**33.** Порівняти спектральний склад ударно-збуджуваного і дзвонаподібного радіоімпульсів однакової тривалості на рівні 0.1 від максимального значення ослаблення дзвонаподібного імпульса – в 5 разів за період коливань.

Відповідь: дзвонаподібний імпульс має більш вузький спектр, особливо в високочастотній частині.

**35.** Імпульс, випромінений резонансним перетворювачем при його збудженні ступінчастим імпульсом, має форму половини синусоїди. Знайти спектр, та амплітудний і фазовий спектри такого імпульсу.

Відповідь:

$$x(j\omega) = \frac{2\omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \cos \omega \frac{T}{4} e^{-j\omega \frac{T}{4}},$$

$$|x(j\omega)| = \frac{2\omega_0}{\omega_0^2 - \omega^2} \cos \omega \frac{T}{4}.$$

$$\varphi(\omega) = -\omega \frac{T}{4}.$$

**36.** Маємо хвилевід із двома м'якими границями. Його товщина 1 м, він заповнений водою. У воді знаходиться точкове джерело на глибині 0,25 м. Джерело випромінює безперервний сигнал з частотою 800 Гц. Побудувати залежність амплітуди тиску від глибини  $|p(z,r)|$  при  $r=10$  м.

Відповідь: дивись рис.11.

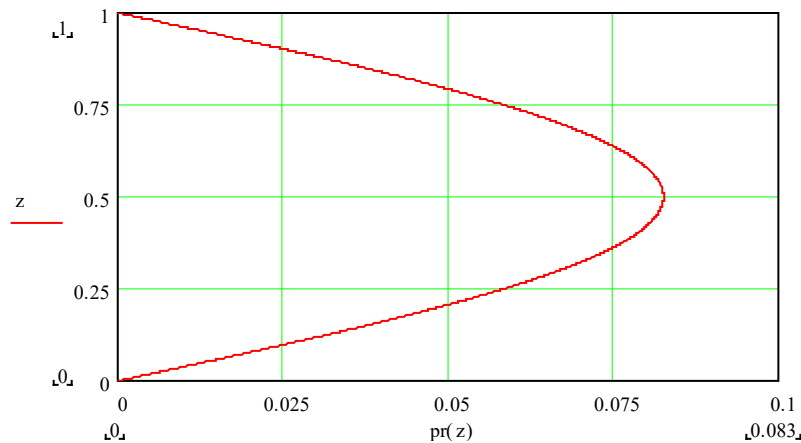


Рис.11

**37.** На жорсткій основі покоїться шар води товщиною 5 мм. В шарі знаходиться точкове джерело, яке випромінює імпульсний сигнал з центральною частотою:

- а) 300 кГц;
- б) 200 кГц;
- в) 100 кГц.

Знайти кількість хвиль, що розповсюджуються в шарі.

Відповідь:

- а)  $N = 2$ ;
- б)  $N=1$ ;
- в)  $N=0$ .

**38.** Порівняти амплітуди ехосигналів від диска з розміром  $d/\lambda=0.08$ , розраховані за дифракційною теорією і методом Кірхгофа.

Відповідь: теорія Коірхгофа дає завищений результат порівняно з дійсною амплітудою ехосигнала.

Приклад.

На відстані  $R=1$  м від точкового джерела знаходиться диск радіусом 0,28. Частота випромінюваного сигналу  $f=10^4$  Гц. Середовище-вода. Як зміниться ехо-сигнал в точці випромінення, якщо відрізати частину диску, зменшивши його радіус до 0,2 м.

Розв'язок.

Знайдемо радіус першої та другої зон Френеля:

$$l_n = \sqrt{\frac{\lambda n}{4} \left(R + \frac{\lambda n}{8}\right)},$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1500}{10^4} = 0,15 \text{ м},$$

$$l_1 = \sqrt{\frac{0,15}{4} \left(1 + \frac{0,15}{8}\right)} = \sqrt{0,0375(1 + 0,0187)} = 0,19 \text{ м},$$

$$l_2 = \sqrt{\frac{0,3}{4} \left(1 + \frac{0,3}{8}\right)} = \sqrt{0,075(1 + 0,0375)} = 0,28 \text{ м}.$$

Сигнал збільшиться, так як друга зона послабить внесок від першої.

**39.** Випромінювач – приймач хвиль поперечного типу приймає ехосигнал від циліндричного відбивача діаметром  $2b$ , що знаходиться в сталюму зразку на відстані  $r \gg b$ . При якому співвідношенні діаметра циліндра та довжини хвилі імпульси хвиль обігання будуть інтерферувати, якщо вважати, що довжина імпульсу дорівнює чотирьом періодам коливань  $\tau = 4T$ ?

Відповідь:  $d < 1,5\lambda_r$ .

**40.** Знайти розсіяну інтенсивність  $I$  і перетин розсіювання об'єкта у воді  $\sigma$ , якщо відомо, що відношення здатності стискатися об'єкта до здатності стискатися середовища 0,1, густини їх рівні. Частота 5 МГц, відстань між перетворювачем і розсіювачем 30 мм. Згасання по тиску дорівнює 0,02 дБ/см. Діаметр об'єкта 100 мкм. Тиск у випущеній хвилі  $5 \cdot 10^4$  Па.

Відповідь:  $I = 5,6 \cdot 10^{-11} \text{ Вт/м}^2$ ;  $\sigma = 3,39 \cdot 10^{-9} \text{ м}^2$ .

Приклад

Діаметр суміщеного перетворювача  $b = 5 \text{ мм}$ . Частота  $f = 5 \text{ МГц}$ . Знайти амплітуду тиску в хвилі, що відбилася від каменю діаметром  $d = 1 \text{ мм}$ , розміщеного на відстані  $r = 50 \text{ мм}$  від перетворювача. Інтенсивність випромінюваного сигналу  $I_0 = 100 \text{ мВт/см}^2$ . Згасання в біологічній тканині на частоті 5 МГц:  $\delta = 5 \text{ дБ/см}$ . Швидкість поширення УЗ коливань  $c = 1540 \text{ м/с}$ ; густина середовища  $\rho = 1000 \text{ кг/м}^3$ .

Розв'язок:

Знайдемо довжину ближньої зони перетворювача:

$$x_0 = \frac{b^2}{4\lambda} = 20,2 \text{ мм},$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{1540}{5 \cdot 10^6} = 0,31 \cdot 10^{-3} \text{ м}$$

Камінь розміщений у дальній зоні перетворювача, тому можна скористатися формулою:

$$\frac{p'}{p_0} = \frac{S_a d}{4\pi r \left(1 + \frac{1}{2} \frac{d}{r}\right)} e^{-2\delta r};$$

$$\text{де } S_a = \pi r^2 = \frac{\pi b^2}{4} = 19,6 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2,$$

$$p_0 = \sqrt{I_0 2\rho c} = \sqrt{100 \cdot \frac{10^{-3}}{10^{-4}} \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot 1,54 \cdot 10^3} = 5,55 \cdot 10^4 \text{ Па, тобто}$$

$$p' = \frac{19,6 \cdot 10^{-6} \cdot 10^{-3} \cdot 5,55 \cdot 10^4 \cdot e^{-2 \cdot 5 \cdot 0,57}}{4 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 10^{-3} \cdot \left(1 + \frac{1}{2} \frac{10^{-3}}{50 \cdot 10^{-3}}\right)} = 5,738 \cdot 10^{-6} \text{ Па,}$$

$$\delta \left[ \frac{\text{Нп}}{\text{см}} \right] = 5 \left[ \frac{\text{дБ}}{\text{см}} \right] / 8,886 = 0,57 \left[ \frac{\text{Нп}}{\text{см}} \right].$$

**41.** Розрахувати необхідну тривалість затримки розгортки дефектоскопа для контролю сталюого виробу товщиною 5 м.

Відповідь: 1,7 мс.

**42.** Розрахувати параметри призми з оргскла ( $c_1=2650$  м/с;  $c_2=1120$  м/с), комплекту нахилених перетворювачів з пластинами діаметром 12 мм на частоту 2,5 МГц. Розрахунку підлягають кути і розміри призми, що забезпечують відсутність завад при суміщеному способі контролю.

Відповідь: якщо необхідно отримати продольну хвилю, то  $\beta=18,5^\circ$ ; якщо необхідно отримати поперечну хвилю, то  $\beta=35,1^\circ$ ; кут збудження поверхневої хвилі  $\beta=56,5^\circ$  (тобто кут призми повинен бути не більше цього кута); стріла перетворювача повинна бути більша 7,33 мм; шлях хвилі в призмі повинен бути більше 14,6 мм.

**43.** Розрахувати оптимальну робочу частоту при контролі сталюого виробу (середній розмір зерна 0,05 мм) товщиною  $h=200$ ; 500 мм нахиленим перетворювачем з кутом вводу поперечної хвилі  $45^\circ$  і іншими параметрами-як у задачі 5,42.

Відповідь: для  $h=200$  мм оптимальна робоча частота 2,5 МГц; : для  $h=500$  мм оптимальна робоча частота 2 МГц.

**44.** Оцінити абсолютну чутливість по відображенню від бокового отвору діаметром 3 мм на глибині 100 мм при тих же умовах контролю, що і в задачі 5,43; частота контролю 2,5 МГц. При виявленні отвору залишився резерв чутливості 58 дБ, структурних завад не з'явилося.

Відповідь: 92 дБ.

**45.** При тих же умовах з'явилися структурні завади, які при збільшенні чутливості на 13 дБ досягли того ж рівня, що і ехосигнал від бокового отвору. Оцінити поріг чутливості.

Відповідь: поріг чутливості, тобто мінімальне плоскодоний отвір, що може бути виявлений, має площу  $3,1 \text{ мм}^2$ .

**46.** Вибрати діаметр перетворювача, щоб при контролі сталюого виробу товщиною 250 мм на частоті 2 МГц досягалася можливо більша поперечна розподільна здатність по всій товщині.

Відповідь: площа перетворювача  $27,4 \text{ мм}^2$ .

**47.** Яка кількість  $N$  електродів, що забезпечує максимальну відносну смугу пропускання у випадку простого перетворювача, який узгоджений за допомогою індуктивності? В якості прикладів розглянути  $\text{LiNbO}_3$  (YZ-зріз) і  $\text{SiO}_2$  (YX-зріз).

Відповідь: для  $\text{LiNbO}_3$  :  $N=9$ , максимальна відносна смуга пропускання 0,23; для  $\text{SiO}_2$   $N=37$ , максимальна відносна смуга пропускання 0,05.

**48.** Джерело ультразвукових коливань має частоту 20 кГц, амплітуду коливань 5 мкм. Визначити величину критерію ерозійної активності для води при  $20^\circ\text{C}$  для двох випадків: гідростатичний тиск  $10^5 \text{ Па}$ ; гідростатичний тиск  $4 \cdot 10^5 \text{ Па}$ .

Відповідь:  $6 \cdot 10^5$ ;  $4 \cdot 10^7$ .

**49.** Розрахувати максимальне значення тиску і температури при захопленні кавітаційної порожнини у воді при початковій температурі  $20^\circ\text{C}$ ; величина максимальної швидкості  $25 \cdot 10^3 \text{ см/с}$ ; тиск насиченої пари при  $20^\circ\text{C}$  складає  $2,2 \cdot 10^3 \text{ Па}$ .

Відповідь:  $3 \cdot 10^8 \text{ Па}$ ;  $6000^\circ\text{K}$ .

**50.** Ультразвукові коливання з амплітудою 5 мкм розповсюджуються у воді при частоті коливань 20 кГц. Визначте величину радіаційного тиску.

Відповідь:  $4 \cdot 10^2 \text{ Па}$ .



## **ВИСНОВКИ**

В навчальному посібнику розроблені теоретичні основи для проектування акустичних пасивних систем, які дозволяють вимірювати критичні фізіологічні параметри головного мозку та завитки внутрішнього вуха людини, наведені методи експериментального дослідження таких система.

Одержані аналітичні співвідношення метода акустотермометрії біологічного об'єкта для різних конструкцій п'єзоприймача.

Досліджено залежність основних параметрів акустотермометра від конструкції п'єзоприймача.

Обґрунтовано структуру акустотермометра з фокусуванням, який дозволяє вимірювати температуру головного мозку та завитки внутрішнього вуха людини одночастотним одноканальним методом.

Наведені методи експериментальної перевірки дослідних зразків акустичних систем.

Результати, які висвітлені в навчальному посібнику, відповідають світовому рівню, а підходи до вимірювання глибинної температури тіла людини не мають аналогів у світовій практиці електронної інженерії.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Домаркас В.И., Пилецкас Э.Л. Ультразвуковая эхоскопия. – Л.: Машиностроение, 1988.- 276с.
2. Применение ультразвука в медицине: Физические основы: Пер. с англ./ Под ред. К.Хилла. – М.: - Мир, 1989.- 568 с.
3. Дідковський В.С., Найда С.А. П'єзоелектричні перетворювачі медичних ультразвукових сканерів: Навч. посібник. -К.: НМЦВО, 2000. -178с.
4. Бабий В.И. Перенос акустической энергии в поглощающей и излучающей среде // Морские гидрофизические исследования. 1974. Т.65. N 2. С.189-192.
5. Гуляев Ю.В., Годик Э.Э. Дементиенко В.В., Пасечник В.И., Рубцов А.А. О возможностях акустической термографии биологических объектов// Доклады АН СССР. 1985. Т.183. N 6. С.1495-1499.
6. Миргородский В.И., Пасечник В.И., Пешин С.В., Рубцов А.А., Годик Э.Э., Гуляев Ю.В. Зондирование внутренней температуры объектов по их тепловому акустическому излучению // Доклады АН СССР. 1987. Т.297. N 6. С.1370-1372.
7. Bowen T. U.S. pat. 1983. №4385634.
8. Пасечник В.И. Оценка чувствительности метода акустотермографии // Акуст. журн. 1990. Т.36. N 4. С.718-724.
9. Godik E.E., Gulyaev Y.V. Functional imaging of the human body // IEEE Engineering in medicine and biology. 1991. V.10. N 4. P.21-29.
10. Пасечник В.И. Акустическая термография биологических объектов // Радиотехника. 1991. N 8. С.77-80.
11. Аппарат для ультразвуковой терапии “Nemectroson 400”. ОАО”Техномед Украина”. -Проспект.-2002.
12. Излучатели аппаратов для УЗ терапии: Общие технические условия. ГОСТ 25053-87.
13. BTL-07. Прибор для УЗ терапии с многочастотными эмиттерными головками.
14. Ostrovskii I.V., Marchenko A.T. Variable thickness piezoelectric transducers for medical applications // 3 Annual Convention of the AIUM, Georgia, 1991, Absrakt. №4012.
15. Островський І.В., Жабітенко М.К., Марченко О.Т. Широкосмугові випромінювачі ультразвуку// Укр. журн. мед. техніки і технології. -1994. -№1-2. -С. 48-53.
16. Ультразвук. Маленькая энциклопедия/Под. ред. И.П.Голяминой. М.: Советская энциклопедия, 1979. -400 с
17. Увидешь то, что вам необходимо. Ультразвуковая диагностика. Краткий каталог фирмы KONTRON INSTRUMENTS(Франция). Printed in France 0893.

18. Вахитов Я.Ш. Теоретические основы элетроакустики и электроакустическая аппаратура. -М.: Искусство, 1982. -415с.
19. Лисовский В.А., Елисеев В.А. Слуховые приборы и аппараты. - М.: Радио и связь, 1991 – 192с.
20. Leo L. Beranek, Tim J. Mellow. Acoustics – Sound Fields and Transducers, San Diego: Elsevier – Academic Press, 2012. 721 p. ISBN: 9780123914217.
21. Соколов Ю.К., Соколова О.В. Американська аудіологія – добрий приклад для України// Аудіологічний вісник. – 1997. Т.18, № 2.
22. Дидковский В.С., Найда С.А., Чернецкая Н.В. Эхоскопия уха-новое направление исследования и диагностики слуха // Электроника и связь. -1997. -№2. -С.261-265.
23. Дидковский В.С., Найда С.А. Новые широкополосные электроакустические приборы для медицины // Электроника и связь.-2010. -№ 2. -С.211-216.
24. Дидковский В.С., Найда С.А. Актуальные направления исследований в области технической акустики // Электроника и связь. -1998. -№4. -Ч.3. -С.608-612.
25. Дидковский В.С., Найда С.А. Расчетные соотношения метода акустотермометрии биологических тканей. –К., 1997. -11 с. -Деп. в ГНТБ Украины 21.04.97, №314-Ук97.
26. Дидковский В.С., Найда С.А. Расчетные соотношения метода акустотермографии // Труды международной научно-практической конференции “Современные приборы, материалы и технологии для технической диагностики и неразрушающего контроля промышленного оборудования. Элементная база и комплектующие для приборов НК. Подготовка специалистов в сфере НК и ТД”. -Харьков, 1998. -С.91-99.
27. Дидковский В.С., Найда С.А. Нулевой модуляционный метод измерения теплового акустического излучения биологических объектов // Электроника и связь. - 2000. -№8. -Т.2.-С.253-256.
28. Найда С.А. Акустотермометрия жидких объектов с помощью пьезоприемников мегагерцевого диапазона //Техническая диагностика и неразрушающий контроль. -2002, №3. -С.41-48.
29. Найда С.А. Пьезоприемники теплового акустического излучения для зондирования внутренней температуры объектов //Техническая диагностика и неразрушающий контроль. -2003, №1. - С. 25-29.
30. Bowen T. Acoustic passive remote temperature sensing // Acoustic imaging. 1982. P.549-561.
31. Пасечник В.И. Акустотермография биообъектов: влияние рассеяния ультразвука и динамики температурных полей // Акуст. журн. 1990. Т.36. N 5. С.920-926.

32. Пасечник В.И. Оценка пороговой чувствительности акустотермометров // Акуст. журн. 1993. Т.39. N 1. С.140-143.
33. Аносов А.А., Пасечник В.И. Сравнение чувствительности акустотермометров различных типов // Акуст. журн. 1993. Т.39. N 2. С.207-212.
34. Смаришев М.Д. Направленность гидроакустических антенн. Л.: Судостроение. 1973. 278 с.
35. Справочник по гидроакустике / А.П. Евтютов, А.Е. Колесников, А.П. Ляликов и др. Л.: Судостроение. 1982. 344 с.
36. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. 4.1. М.: Наука, 1976. 494 с.
37. Ерофеев А.В., Пасечник В.И. Калибровка пьезопреобразователей с помощью теплового акустического излучения// Акуст. журн. 1995. Т.41, №4. С.642 – 643.
38. Passechnik V.I., Anosov A.A., Bograchev K.M. Passive thermoacoustic tomography-A new kind of acoustic imaging for material testing and medicine//Acustica united with Acta acustica. 1999. V.85. №1. P.283.
39. Домаркас В.И., Кажис Р-И.Ю. Контрольно измерительные пьезоэлектрические преобразователи. Вильнюс: Минтис, 1975. 255 с..
40. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике/ Перевод с немецкого. М.: Мир, 1991. 445 с.
41. Ezrow D.N. Measurement of the thermal – noise spectrum of water// Journ. Acoustic Soc. of America. V.34, №5, 1962. P.550 – 554.
42. Пасечник В.И. Исследование теплового акустического излучения в рамках модели гидродинамических флуктуаций // Акуст. журн. -1994. -Т.40, №4. -С.542 – 547.
43. Пасечник В.А. Пассивный термоакустический томограф, не использующий априорную информацию о коэффициенте поглощения// Акуст. журн. –1997. -Т.43, №4. - С.563–565.
44. Аносов А.А., Бограчев К.М., Пасечник В.И. Измерение теплового акустического излучения из кисти руки человека // Акуст. журн. –1998. -Т.44, №3. С.299–306.
45. Аносов А.А., Бограчев К.М., Пасечник В.И. Пассивная термоакустическая томография кисти руки человека// Акуст. журн. –1998. -Т.44, №6. -С.725–730.
46. Бендет Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. Пер. с англ. — М.: Мир, 1989. — 450 с.
47. Аносов А.А., Пасечник В.И. Особенности теплового акустического излучения как источника акустических сигналов// Акустический журнал. –2002.-Т.48, №1.-С.16-21.
48. Мирский Т.Я. Аппаратное определение характеристик случайных процессов. - М.: Энергия, 1972. -456 с.

49. В7-27(В7-27А, В7-А/1). Вольтметр универсальный цифровой. Техническое описание и инструкция по эксплуатации.-144 с. Примечание №8.Альбом схем. -68 с. Минск. МПО им. В.И.Ленина, 1981.
50. Терещук Р.М., Терещук К.М., Седов С.А. Полупроводниковые приёмно-усилительные устройства. Справочник радиолюбителя. -К.: Наукова думка, 1989. -800 с.
51. Аносов А.А., Исрефилов М.Г., Пасечник В.И. Двумерная задача акустотермографии//Акустический журнал.-1995.-Т.41, №3.- С.496-498.
52. Барабаненков Ю.Н., Пасечник В.И. Исследование корреляционных свойств теплового акустического излучения// Акустический журнал. – 1995. -Т.41, №4. -С.563-566.
53. Вилков А.Е., Мансфельд А.Д., Фейман А.М., Санин А.Г. Многолучевая акустотермия // Акустический журнал. –1995. -Т.41.- С.499-500.
54. Буров В.А., Касаткина Е.Е. Статистические обратные волновые задачи термоакустической томографии// Акустический журнал. –1997.-Т.43, №2. -С.162-169.
55. Сухов М.Е., Гать С.Д., Колосов В.В., Чупаков О.Г. Схемотехніка високоякісного звуковідтворення. –Київ: Техніка, 1992.- 127с.
56. Гринфилд Дж. Транзисторы и линейные ИС. Руководство по анализу и расчету. М.: Мир, 1992.-560 с.
57. Латенко И.В. Аналоговые множительные устройства. Гостехиздат УССР, 1963.
58. Маслов А.А. Обзор и классификация множительных устройств//Автоматика и телемеханика.- 1960, №10.
59. Пьезокерамические преобразователи: Справочник/ Под редакцией С.И. Пугачева.– Л.:Судостроение, 1984.- 256 с.
60. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Глухов А.И. Аналоговая и цифровая электроника/ Под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия.Телеком, 1999. – 768 с.
61. Victor I. Passechnik, Andrey A. Anosov and Konstantin Bograchev. Passive Thermoacoustic tomography – A new kind of acoustic imagine for material testing and medicine// Acustica. Supplement 1. January/Faruary 1999, Vol. 85. –P. 3283. – 4aBB7.
62. Handrik Willing et all. Diagnostic ultrasound for two-dimensional temperature mapping in hypertermia and laser-induced tissue coagulation// Acustica. Supliment 1. January/Faruary 1999, Vol. 85. - 3aBD3.
63. Seong Wook Sing, Koeng Hu Sung. Non iavasive estimation of tissue temperature via ultrasound frequency shift using a narowband trausduser/ Acustica. Supplement 1. January/Faruary 1999, Vol. 85. - 3dBD4.
64. Пейтон А. Дж., Волли В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. – М.: Бином, 1994. – 352 с.

65. Хоровиц П., У. Хил Искусство схемотехники в трех томах: Пер. с англ.- Т.3. – М.: Мир, 1993. – 367 с.
66. Ланге Ф. Корреляционная электроника. . – М.: Судпромизд, 1963. – с.
67. Schuster N.A. The phase detector with high balance stability// Rev. Sci. Instr. – 1951. - Vol. 22, №4, P.254.
68. A.A. Anosov, I.S. Balashov, R.V. Beljaev, V.A. Vilkov, R.V. Garskov, A.S. Kazanskij, A.D. Mansfel'd, M. I. Shcherbakov. Acoustic thermometry of the patient brain with traumatic brain injury // Biophysics. –V. 59. -2014. –pp.447-452. doi:10.1134/S0006350914030026.
69. Аносов А.А., Немченко О.Ю., Лесс Ю.А., Казанский А.С., Мансфельд А.Д. Возможности акустотермометрии для контроля адресной доставки лекарств // Акустический журнал. – 2015. – Т. 61, № 4. – С. 535-540.
70. Аносов А.А., Казанский А.С., Мансфельд А.Д., Шаракшанэ А.С. Акустотермометрическое восстановление меняющегося во времени температурного распределения // Акустический журнал. – 2016. – Т. 62, № 2. – С. 259-266.
71. Аносов А.А., Шаракшанэ А.А., Казанский А.С., Мансфельд А.Д., Санин А.Г., Шаракшанэ А.С. Аппаратная функция широкополосного акустотермометрического датчика // Акустический журнал. – 2016. – Т. 62, № 3. – С. 616-623.